Устройства приема
и
обработки сигналов

Конспект лекций

Для студентов специальностей
210300.62 и 210300.65 - Радиотехника

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого»
Институт электронных и информационных систем

Кафедра радиосистем

УСТРОЙСТВА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Конспект лекций

Для студентов специальностей
210300.62 и 210300.65 – Радиотехника

Великий Новгород
2013

УДК 621.396.7

Устройства приема и обработки сигналов: Конспект лекций / Сост. А.В. Сочилин; НовГУ им. Ярослава Мудрого. − Великий Новгород, 2013.− 331 с.

Конспект лекций содержит основной теоретический и иллюстративный материал по основным разделам курса «Устройства приема и обработки сигналов» в рамках программы подготовки 210300.62 и 210300.65 Радиотехника.

Содержание

Введение ……. 5

Лекция 1. Краткая история развития техники радиоприема …… 6

Лекция 2. РПУ – составная часть радиосистемы …….. 63

Лекция 3. Помехи при радиоприеме ……. 85

Лекция 4. Входные цепи РПУ и эквиваленты приемных антенн …… 109

Лекция 5. Усилители высокой частоты ……. 150

Лекция 6. Преобразователи частоты ……. 182

Лекция 7. Усилители промежуточной частоты …… 218

Лекция 8. Детекторы радиосигналов ……. 248

Лекция 9. Автоматические регулировки в РПУ ……... 290

Заключение …….. 326

Литература 327

Введение

Конспект лекций содержит основной теоретический и иллюстративный материал по основным разделам курса «Устройства приема и обработки сигналов» в рамках программы подготовки 210300.62 и 210300.65 Радиотехника. За основу изложения взят материал учебного пособия «Радиоприемные устройства» под редакцией А.П.Жуковского

Лекция 1

Краткая история развития техники радиоприема

ДОЛАМПОВЫЙ ПЕРИОД

Исследование электрических явлений в XVIII веке. Некоторые даты и события.

1745 г. весна. В Голландии Питер Мушенбрек изобрел устройство, которое стали называть **«лейденской банкой».** Осенью 1745 г. аналогичное устройство предложил в Померании Э.Клейнст. В банке Мушенбрека обкладками служили жидкость в банке и рука экспериментатора.

Лейденскую банку с фольговыми обкладками почти сразу же предложили в Англии Д.Смитон, Д. Бевис, В.Ватсон и во Франции Ж.Нолле.

Плоский конденсатор на стекле изобрели Д.Смитон и Б.Франклин.

Воздушный конденсатор изобретен в России Ф.У.Т.Эпинусом.

Воздушный конденсатор переменной емкости изобретен спустя почти 150 лет в 1983г. и с 1915г. используется в радиотехнике.

В XVIII столетии активно проводились эксперименты с атмосферным электричеством.

Так И.Г.Винклер, проводивший опыты с зарядом лейденских банок от электростатических машин до состояния пробоя (фактически создавший первый искровой передатчик) был сторонником электрической природы грозы (Мушенбрек был противником этой гипотезы).

В 1752г. гипотеза извлечения искр из облаков была экспериментально подтверждена Б.Франклином.

Примерно в это время было изобретено устройство «электрический колокольчик» Э.Нортоном (заряд и разряд маленького шарика, ударявшего по чашкам звонка)

Летом 1753г. с атмосферным электричеством экспериментировали в России М.Ломоносов и Г.Рихман.

В 1770 г. Ж.-Б.Беккария создал автоматический прибор для регистрации грозовых разрядов – «кераунограф». Прибор работал по принципу прожигания

отверстий электрической искрой в вощеной бумаге, движимой часовым механизмом.

1780 г. Л.Гальвани проводил опыты с электрическими явлениями в биологических объектах. В 1791 г. использую нерв лягушки, Гальвани удалось осуществить прием электромагнитных волн от работающей электростатической машины. В момент разряда происходило сокращение мышц. (Рис.1.1)

1799г. А.Вольта изобретает «Вольтов столб» - источник электрической энергии.

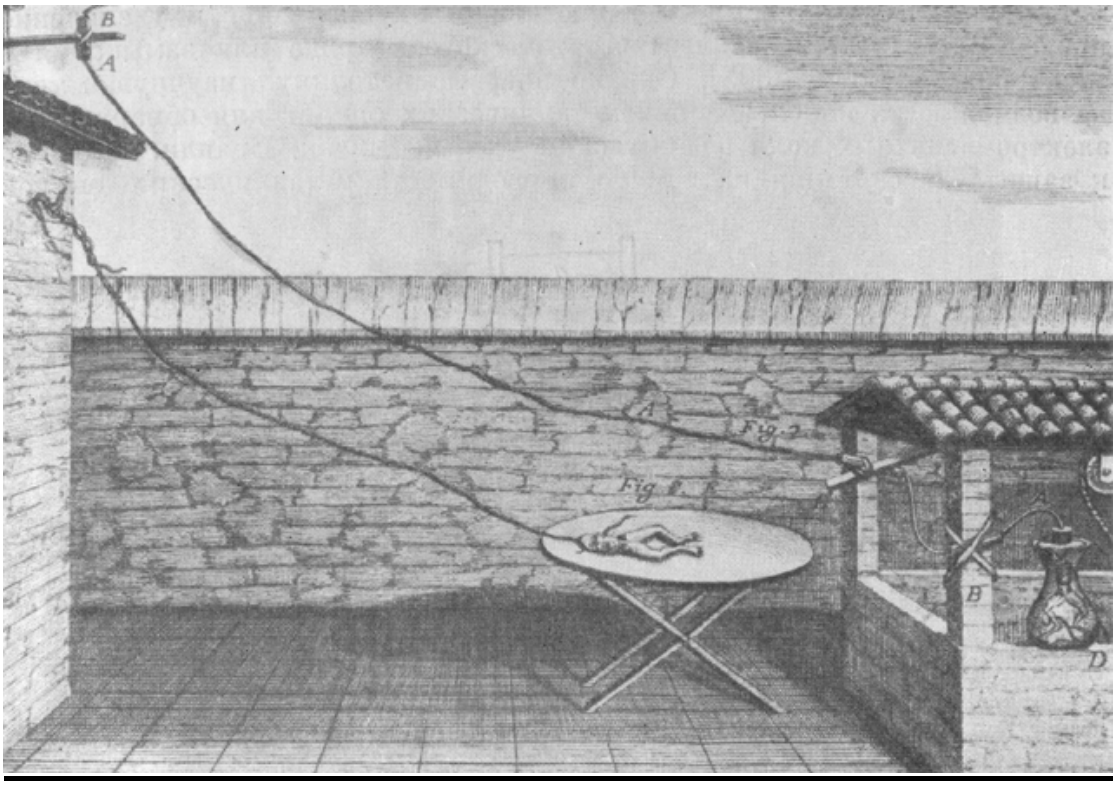


Рис.1.1.Опыт Гальвани [1]

<u>Прием затухающих электромагнитных волн</u>

<u>Опыты Генриха Герца</u>

В 1888г. Генрих Герц представил результаты своих опытов, подтверждающих существование свободных электромагнитных волн. В первых опытах удавалось фиксировать волны на расстоянии 16 м.

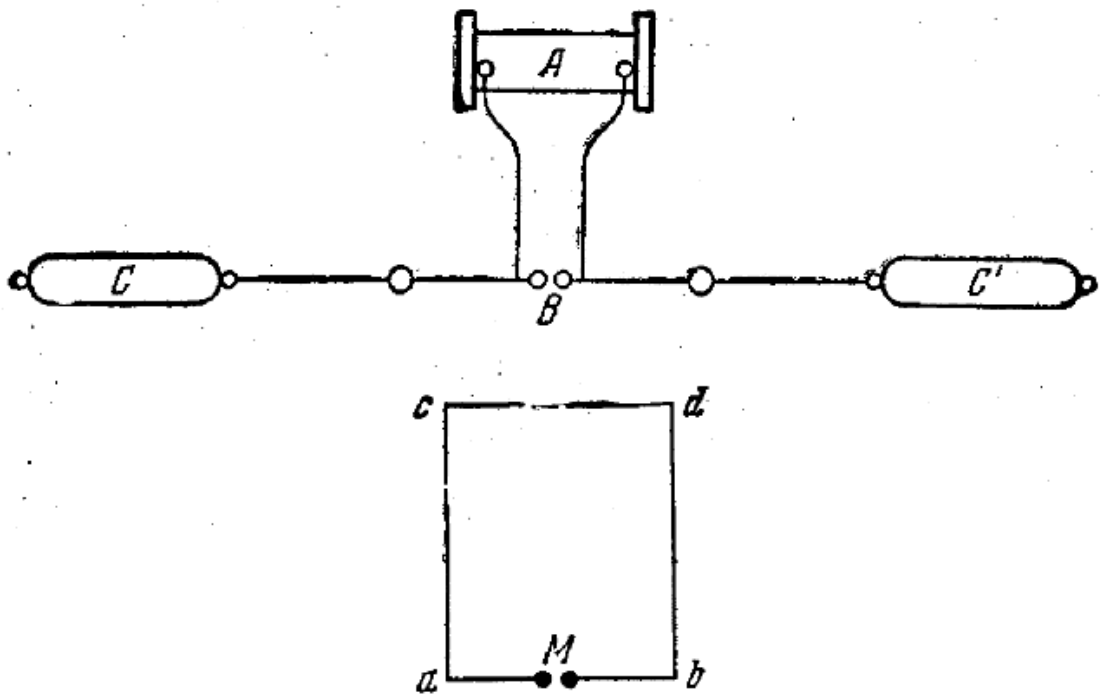


Рис. 1.2. Вибратор и резонатор Герца [2]

Малый радиус действия объяснялся малой чувствительностью аппаратуры.

<u>Первые когерерные приемники</u>

Дальнейший путь – повышение чувствительности. В основу прибора легло свойство порошков металлов менять свою проводимость под действием ЭМВ.

Этому предшествовали исследования:

1850г. Гитар наблюдал соединение частиц пыли при работе электростатической машины.

1866г. Варлей наблюдал аналогичное явление с угольным порошком и графитом.

1884 Кальцески-Онести наполнял стеклянную трубку порошками различных металлов и наблюдал их сцепление при электрическом разряде вблизи трубки.

Для целей регистрации ЭМВ это явление предложил использовать Эдуард Бранли. (рис.1.3 и рис.1.4) После регистрации разряда трубку Бранли необходимо было встряхивать.

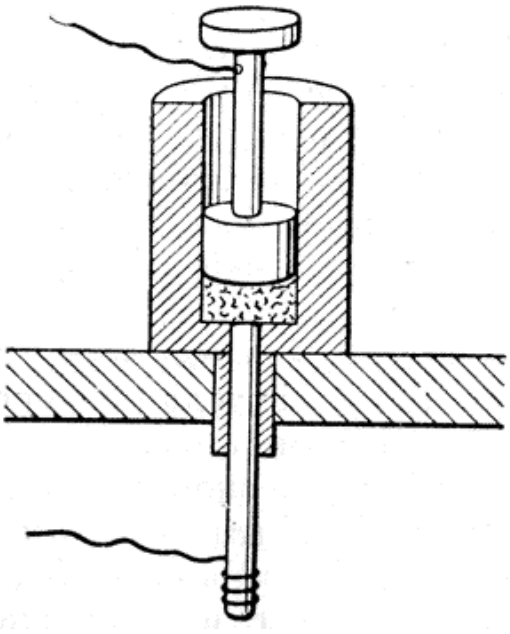


Рис. 1.3. Трубка Бранли в разрезе [3]

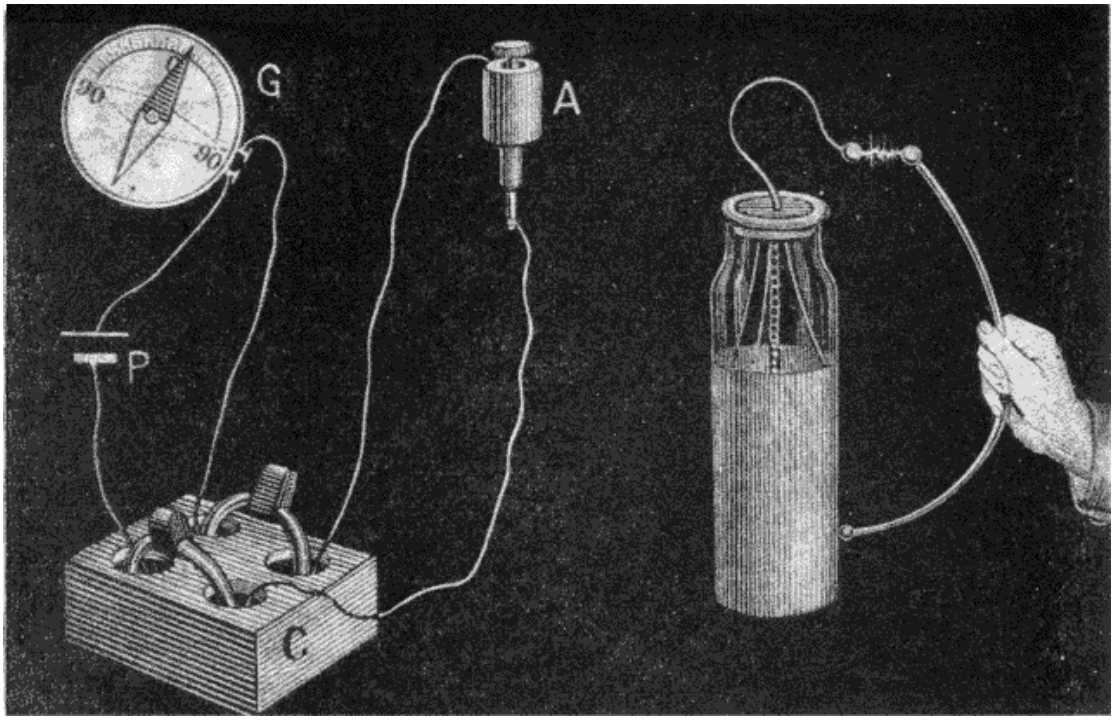
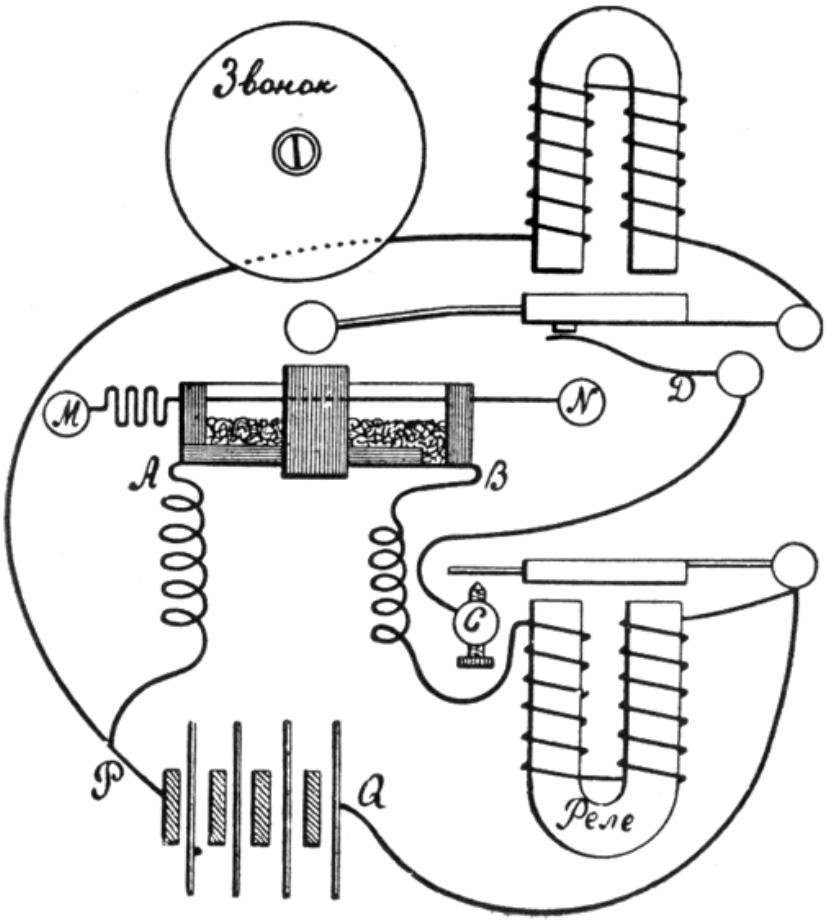


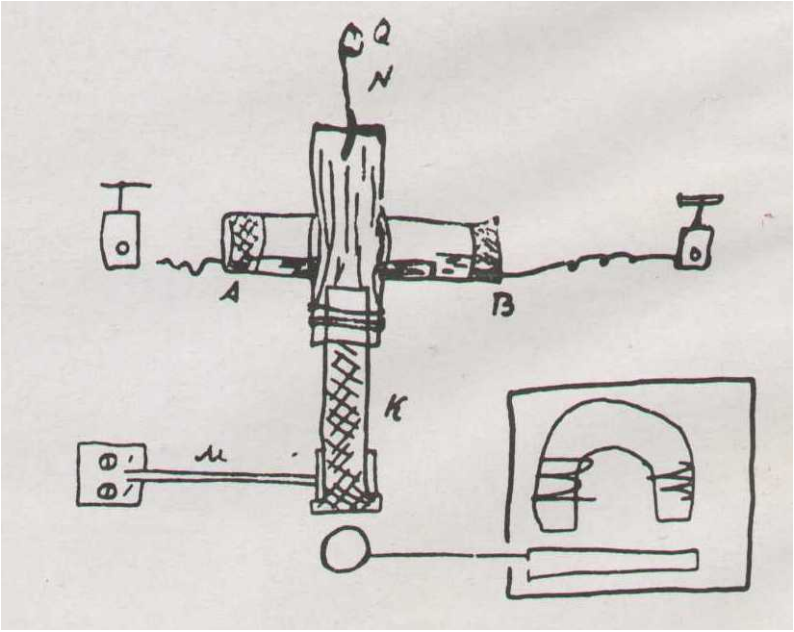
Рис.1.4. Схема Бранли [3]

В 1894 г. Оливер Лодж усовершенствовал трубку Бранли, введя механический встряхиватель. Прибор был назван КОГЕРЕР от английского слова «быть сцепленным». Лоджем была достигнута дистанция 40 ярдов.

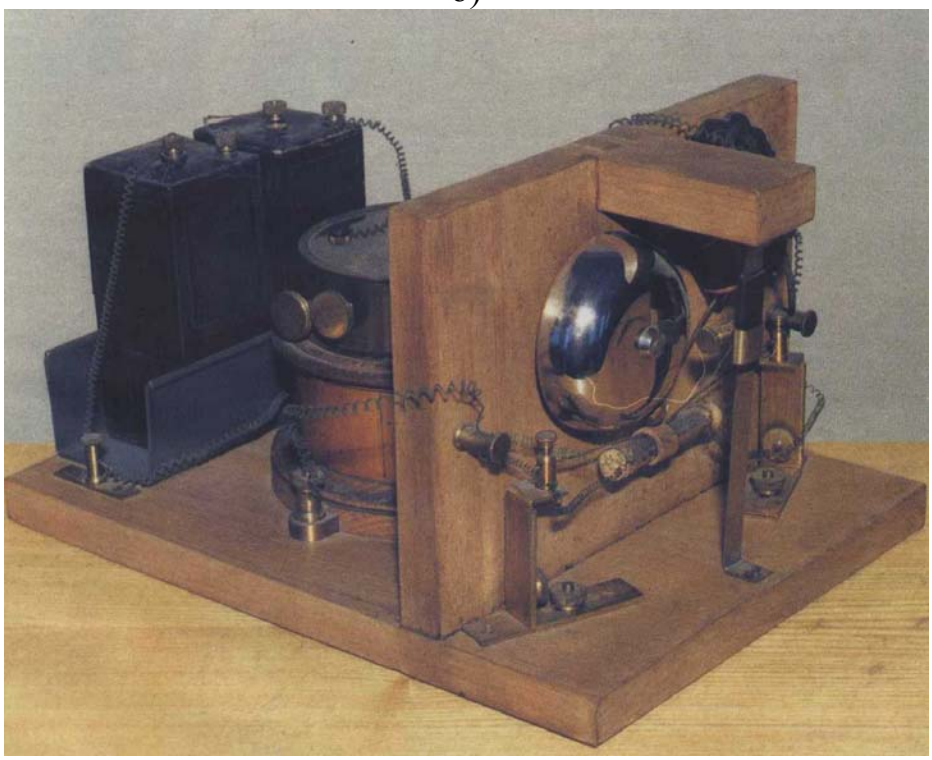
Весной 1895г. А.С.Попов продемонстрировал прибор для телеграфирования без проводов посредством радиоволн. (рис.1.5).



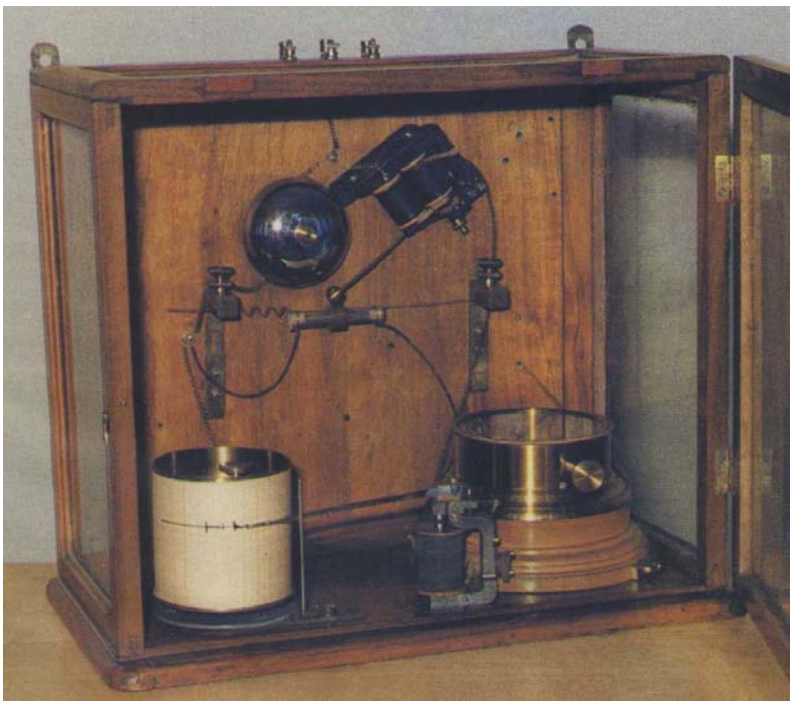
а)



б)



в)



г)

Рис.1.5. Первый приемник А.С.Попова:
а) схема [4], б) схема радиоприемника, выполненная А.С.Поповым [47],
в) внешний вид [47], г) внешний вид грозоотметчика А.С. Попова [47]

Аналогичную схему имела установка Г.Маркони, заявленная в июне 1896г.

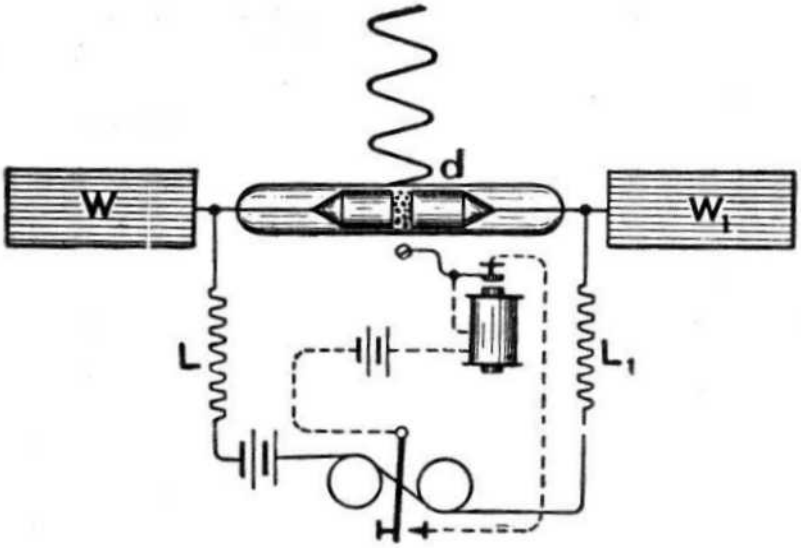


Рис.1.6. Схема приемного устройства Маркони [5]

В приемных устройствах Попова и Маркони использовались когереры. В когерере Попова применялся железный или стальной порошок, заполнявший

трубку диаметром 10мм и длиной 60-80мм на половину. Электроды делались из платины, воздух не удалялся.

Когерер Маркони был герметичным и вакуумированным, имел клинообразные электроды, что позволяло менять чувствительность, поворачивая прибор вокруг продольной оси. Состав порошка: 96% никель и 4% серебро.

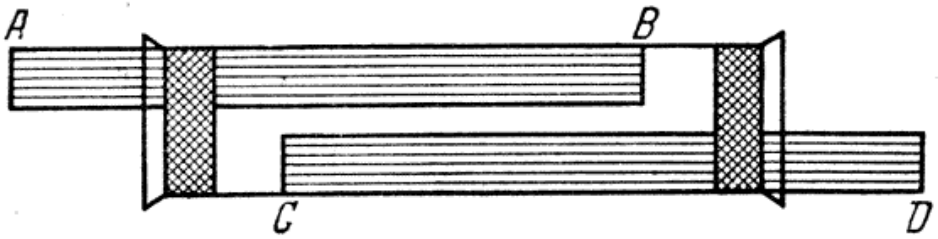


Рис. 1.7. Когерер А.С.Попова [4]

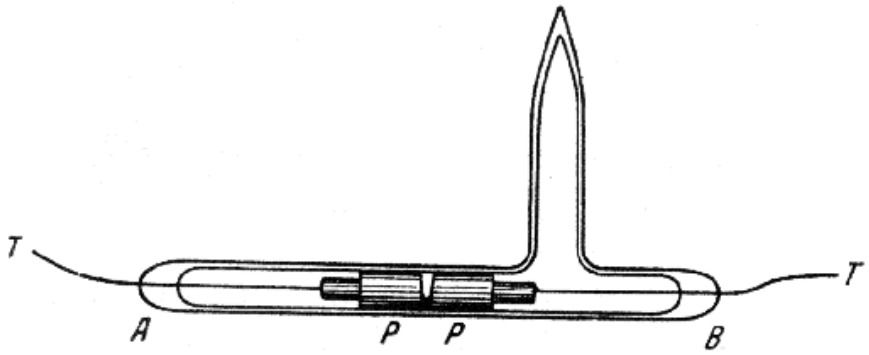


Рис. 1.8. Когерер Маркони [6]

Многочисленные эксперименты показали, что изменение материала когерера и конструкции мало влияли на дальность приема, поэтому обратили внимание на свойство когереров - увеличивать чувствительность при увеличении подводимого ВЧ напряжения.

В 1898г появился «джиггер» - ВЧ повышающий трансформатор. Его применил Маркони (рис.1.9). С помощью «джиггера» удалось увеличить дальность с 30 миль до 85 миль т.е. в 2.5 раза.

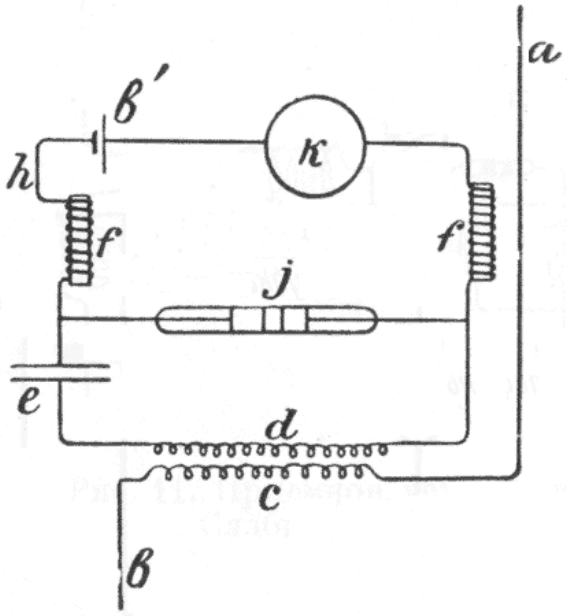
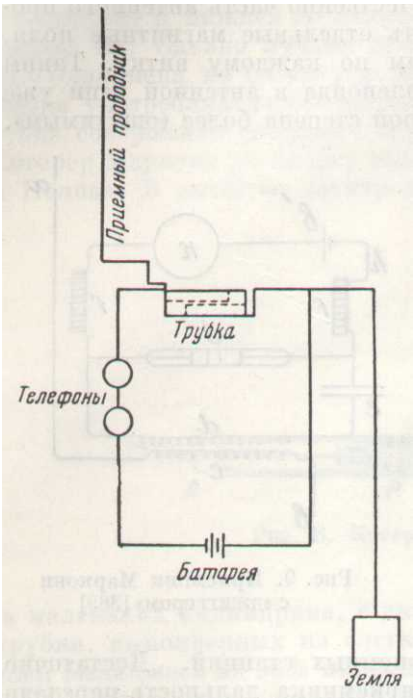


Рис.1.9. Приемник Маркони с "джиггером" [7]

10.06.1899г. коллеги А.С.Попова П.Н.Рыбкин и Д.С.Троицкий обнаружили возможность приема на слух. (рис.1.10).
25.07.1899г. А.С.Попов подал заявку на этот способ телеграфирования без проводов. Схема не требовала встряхивания.



а)

б)

Рис.1.10. Телефонный приемник А.С.Попова:
а) схема [8], б) внешний вид [47]

Иной способ повышения чувствительности предложил профессор Слаби – использование известного распределения тока и напряжения. Повышалась точка включения когерера в место с большим напряжением (ближе к верхнему концу антенны). Приемник настраивался на одну волну.

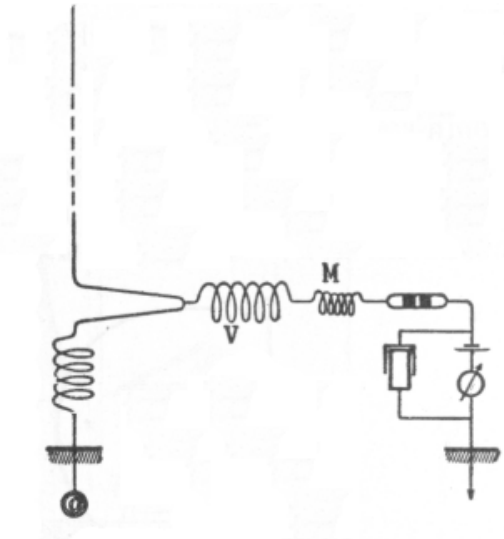


Рис.1.11. Приемное устройство Слаби [9]

Повышение чувствительности и избирательности путем использования электрического резонанса

Уже на начальном этапе возникли трудности из-за взаимного влияния передающих станций. Необходимо было разработать средства, позволяющие принимать в одном месте сигналы от нескольких станций. Решение проблемы – передача сообщений волнами различной длины.

Так в технику радиоприема вошел электрический резонанс.

Значительных успехов в этом направлении достиг Оливер Лодж, предложивший ряд практических схем приемо-передающих станций с настройкой на определенную волну. (рис.1.12, 1.13, 1.14).

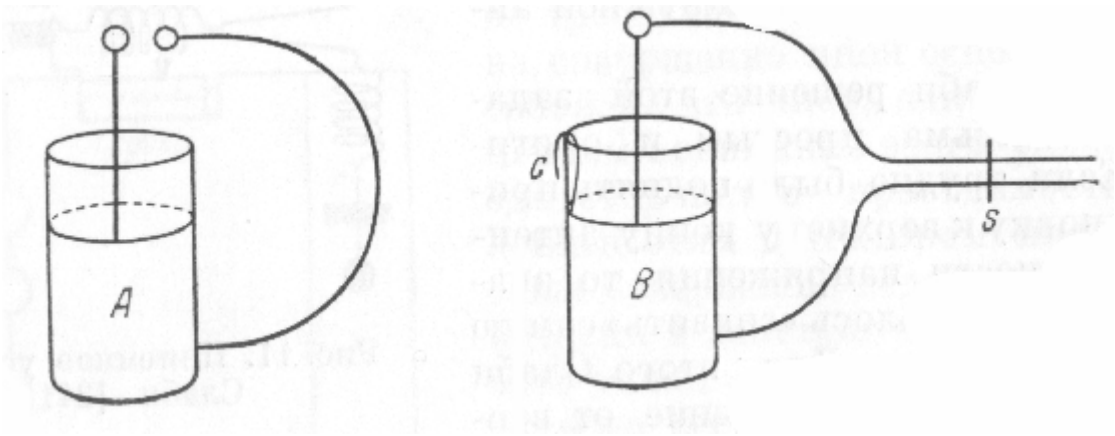


Рис.1.12. Настраивающиеся лейденские банки Лоджа [10]

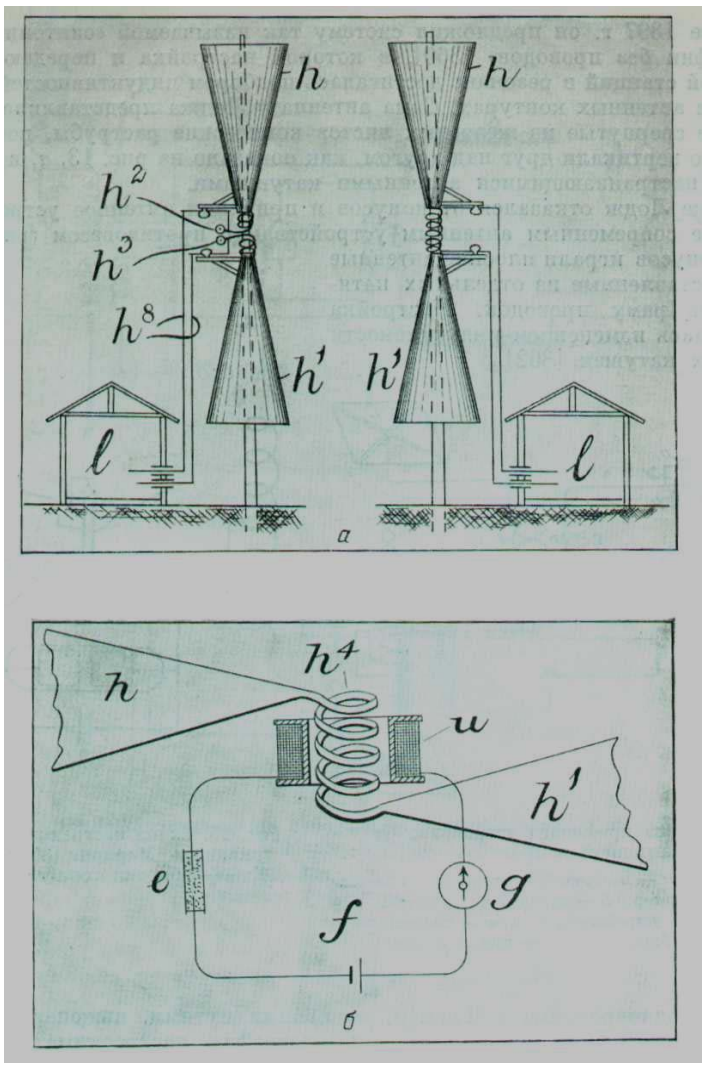


Рис.1.13. а) передающая и приемная настраивающиеся конические антенны Лоджа; б) принимающий трансформатор Лоджа [11]

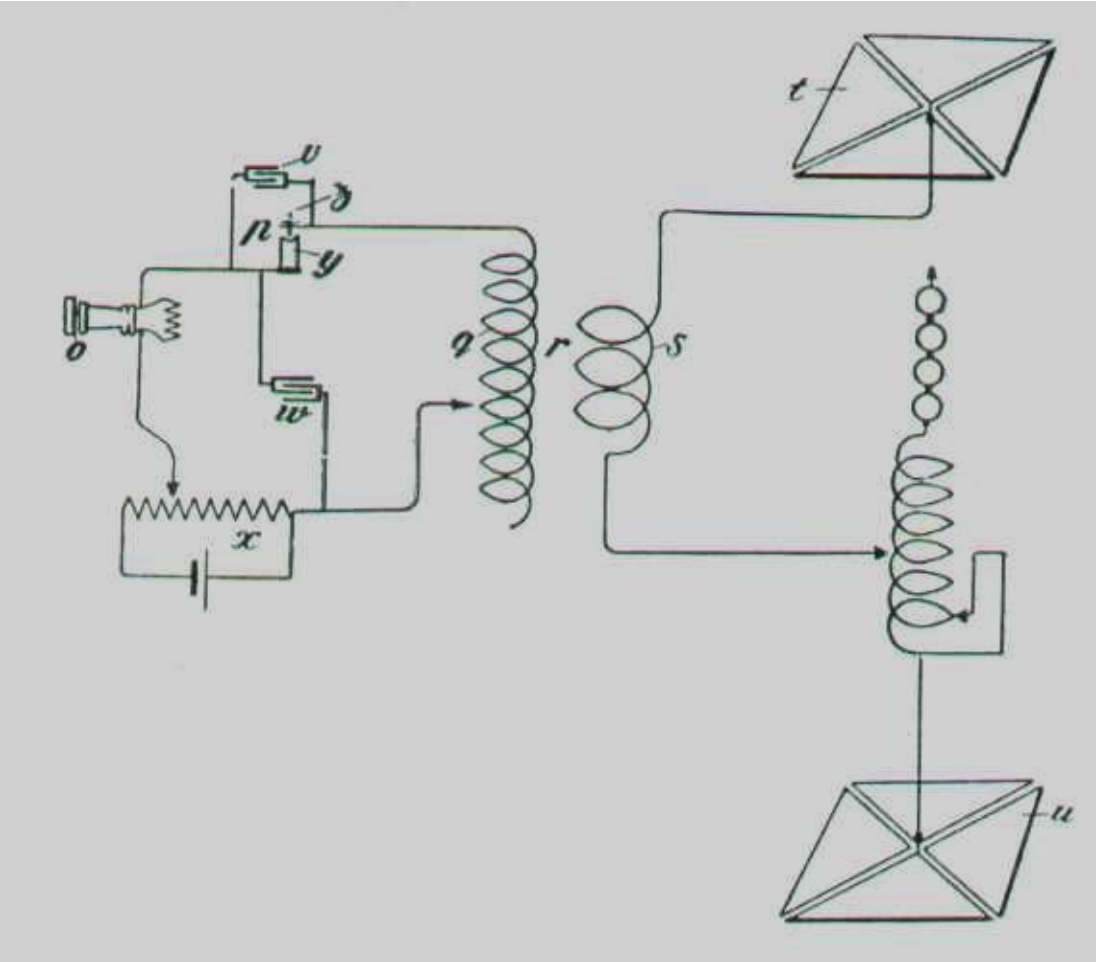


Рис.1.14. Схема приемного устройства Лоджа с плоской антенной и противовесом [12]
O - телефон; P - когерер; q - вторичная обмотка; r - трансформатор; S - первичная обмотка; t и u – антенное устройство; v и w – конденсаторы; x – цепь батареи; y и z – детали когерера

Ряд схем настраивающихся передатчиков и приемников предложил Маркони (рис. 1.15, 1.16)

А в 1900г. Маркони изобрел устройство для одновременного приема двух станций в одном месте (рис.1.17).

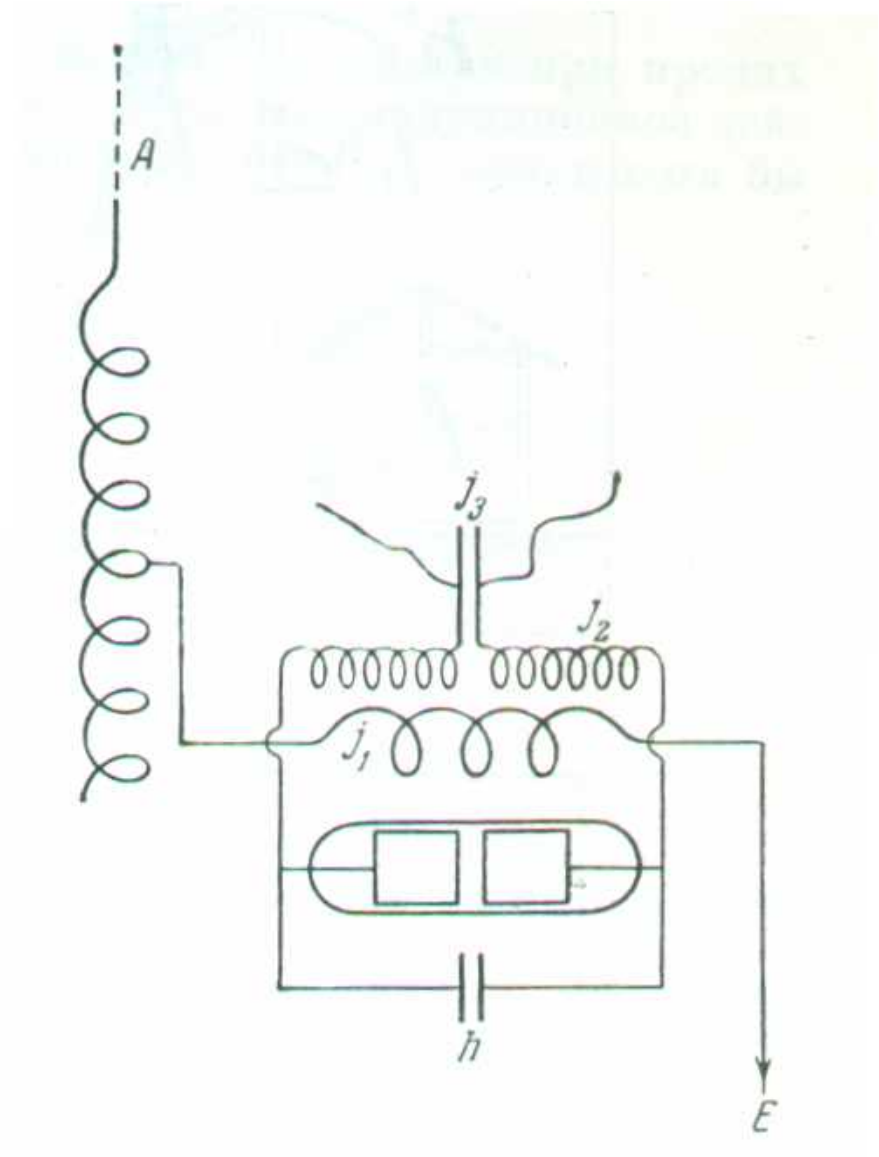


Рис.1 15. Схема настраивающегося приемника Маркони [13]
j_1, j_2, j_3 – обмотки «джиггера»

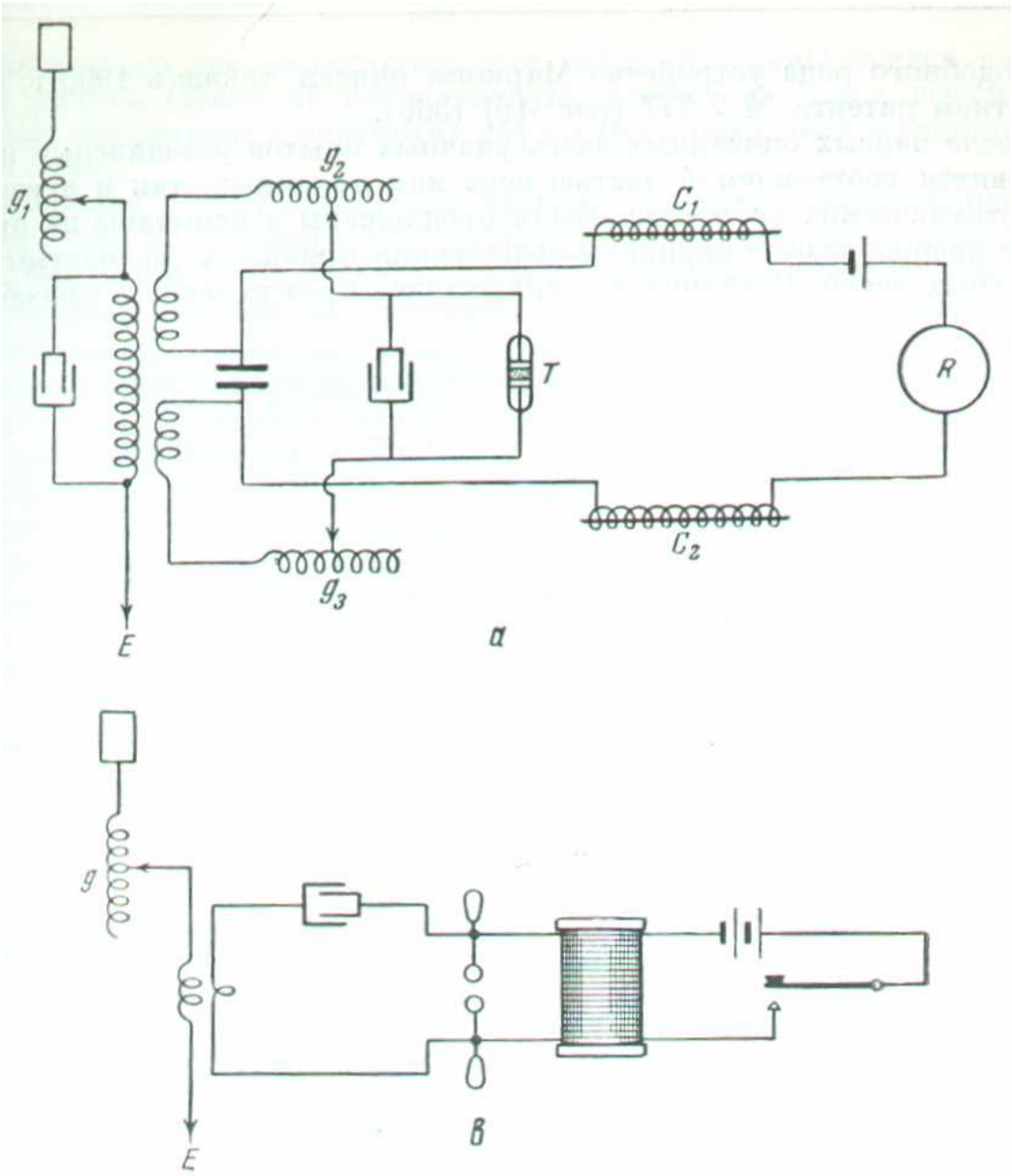


Рис.1.16. Настраивающееся передающее (b) и приемное (a) устройства Маркони [14]

g_1, g_2, g_3 – элементы настройки приемника; C_1, C_2 – дроссели высокой частоты; T- когерер; R- реле

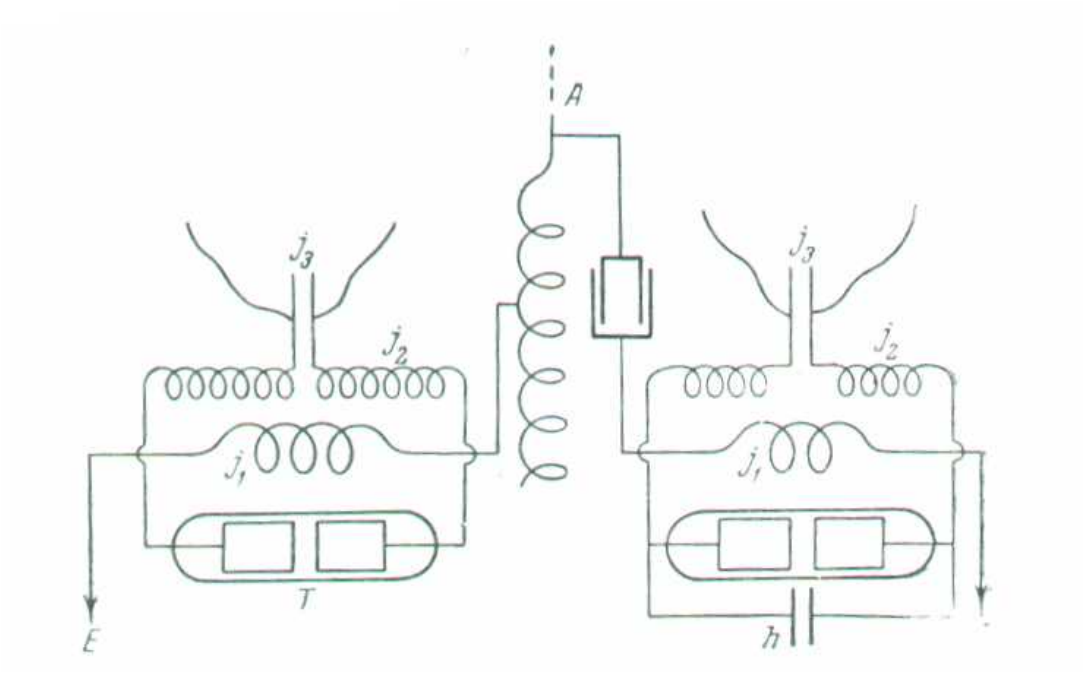


Рис.1.17. Устройство Маркони, позволяющее вести одновременный прием двух станций [13]

Дальнейший существенный шаг был сделан в 1907г.
Дж.Стоун и Франклин предложили многоконтурные системы

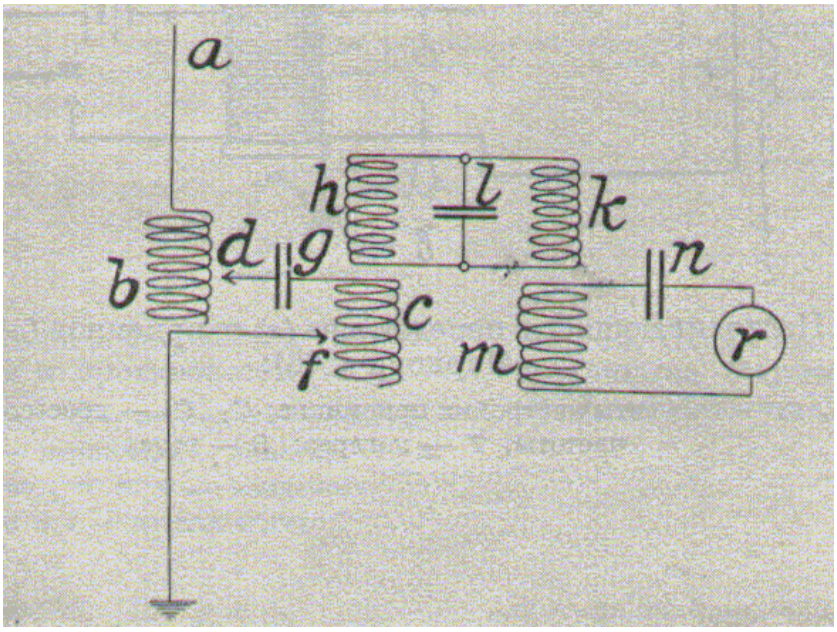


Рис.118. Схема Франклина [16]
g, l, n, b, c, h, k, m – элементы построения контуров

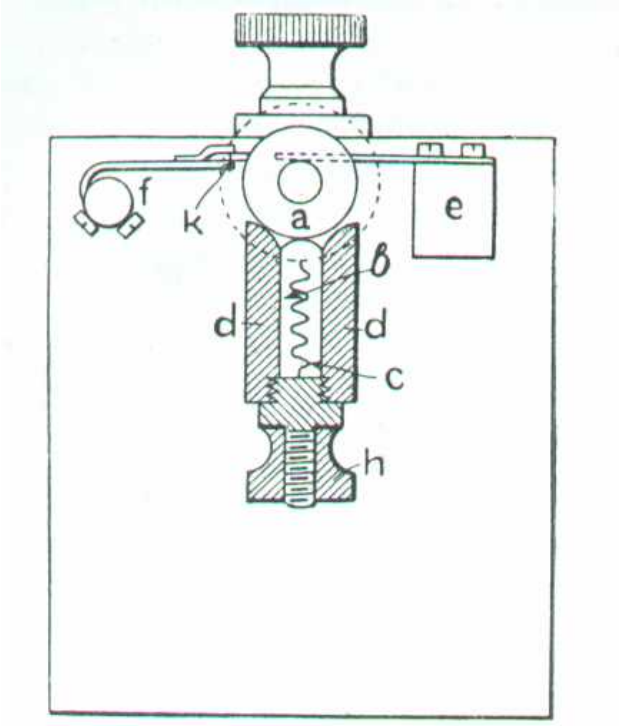
Так к концу 1-го десятилетия XX века резонансные контура прочно вошли в практику радиотелеграфа

Разработка новых типов волноуказателей

Ртутные детекторы

В 1899г. Томаса Томасина предложил самовосстанавливающийся когерер на основе свойств капли ртути, помещенной в разрез двух полосок латуни. В отсутствии сигнала поверхность капли окислялась и ток не проходил. В момент прихода сигнала окисел разрушался, контакт восстанавливался, а затем опять происходило окисление и разрушение контакта.

Более совершенным прибором был когерер Лоджа-Мюирхеда-Робинсона 1902г. В нем под действием ВЧ напряжения разрушался очень тонкий слой минерального масла, разделявшего вращающийся электроды и электрод из ртути в форме положительного мениска. (Рис.1.19)



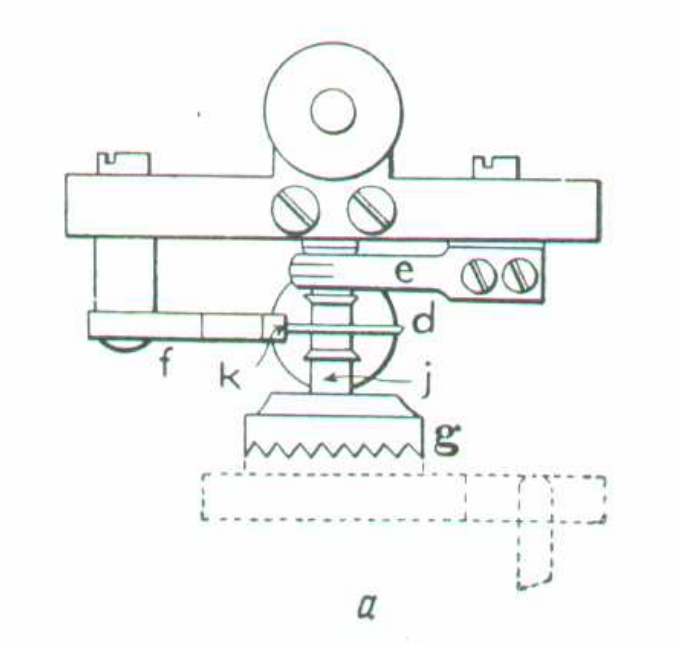


Рис.1.19. а) Когерер Лоджа – Мюирхеда – Робинсона [17]:
a – вращающийся стальной диск; *b* – ртуть, заключенная в трубчатом держателе *d* и соединяющаяся с клеммой *h* посредством амальгамированной спирали из платиновой проволоки *c*; e – медная щетка, обеспечивающая контакт со стальным диском через его ось *j*; *f* – пружина, прижимающая небольшой кусочек войлока *k* для очистки поверхности от пыли; *g* – эбонитовые колеса, сцепляющиеся с часовым механизмом

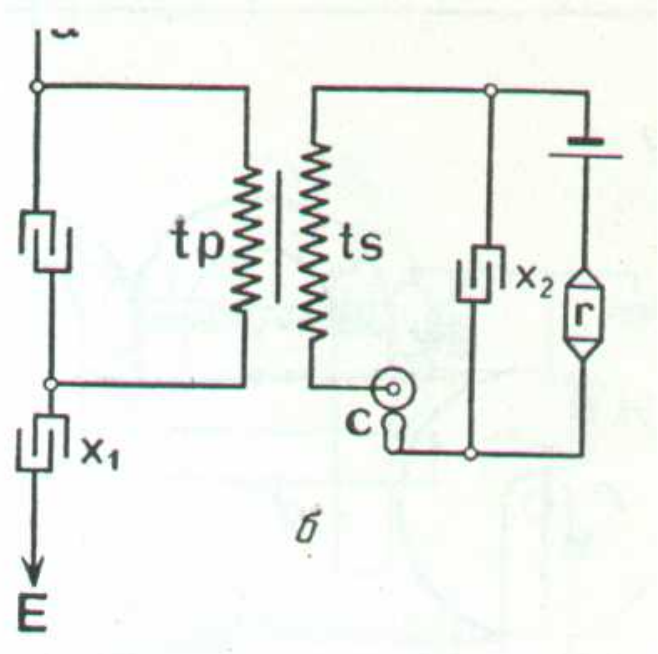


Рис.1.19 б) Схема включения когерера:
a – антенна; c – когерер; E – земля; r – реле; t_p, t_s – первичная и вторичная катушки трансформатора; x_1, x_2 – конденсаторы

Магнитный детектор

Высокой чувствительностью обладал магнитный детектор Маркони. Принцип действия основан на том, что намагничивание железа, происходящее с некоторым отставанием во времени от изменения намагничивающей силы, удается заметно ускорить, вызвав заметное сотрясение молекул за счет, например, удара. Того же эффекта можно достичь, воздействуя на железо переменным магнитным полем, существующим кратковременно.
ВЧ магнитное поле в первичной обмотке ослабляло явление гистерезиса в железной проволоке и производило в ней **ударное перемагничивание**. Конфигурация силовых линий изменялась резко, что вызывало звук в телефоне. Детектор всегда был готов к работе. С помощью этого устройства Маркони осуществил передачу через Атлантический океан.

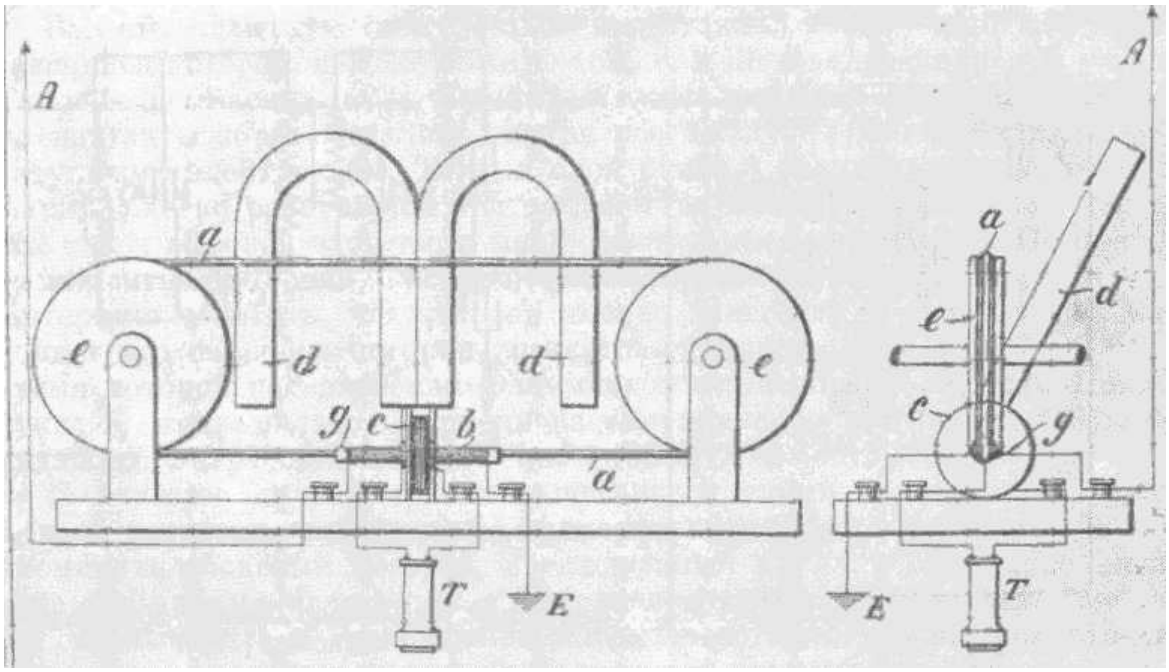


Рис.1.20. Магнитный детектор Маркони [18]:
a – бесконечная металлическая лента; b – первичная обмотка; c – вторичная обмотка; dd – постоянные магниты; ee – ролики; g – стеклянная трубочка, через которую проходит лента; A – антенна;
E – земля; T- телефон

Электролитические детекторы

«Респондер» Ли де Фореста 1902г. В узкий зазор между двумя электродами помещалась электризующаяся паста, состоящая из окиси свинца, глицерина, воды, железных опилок. Паста под действием постоянного напряжения образовывала кристаллическую структуру, известную как «свинцовое дерево». В момент прихода сигнала эта структура разрушалась, а затем очень быстро восстанавливалась

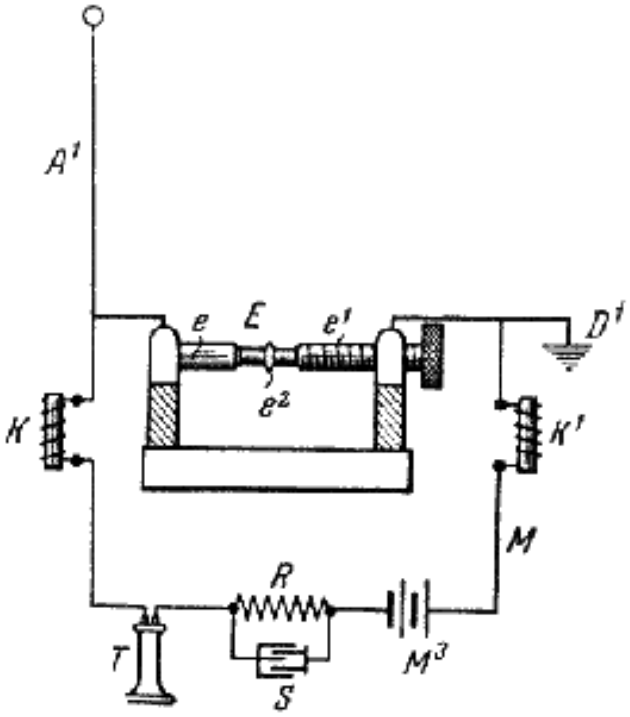


Рис.1.21. «Респондер» Де Фореста и схема его включения [19]
A^1- воздушный провод; D^1 – земля; KK^1 – дроссели; T – телефон; R – сопротивление; M^3 – батарея; E – детектор; ee^1 – электроды; e^2 – заполнитель

Электролитический детектор Шлемильха.

Детектор состоит из емкости с разбавленной серной кислотой, в который помещены два платиновых электрода, у которых сильно отличается площадь соприкосновения с кислотой. Элемент в включают в цепь постоянного тока, он быстро поляризуется и не проводит ток. (U=3.5В). В момент прихода сигнала поляризация разрушалась, в телефонах слышался треск. После этого поляризация восстанавливалась.

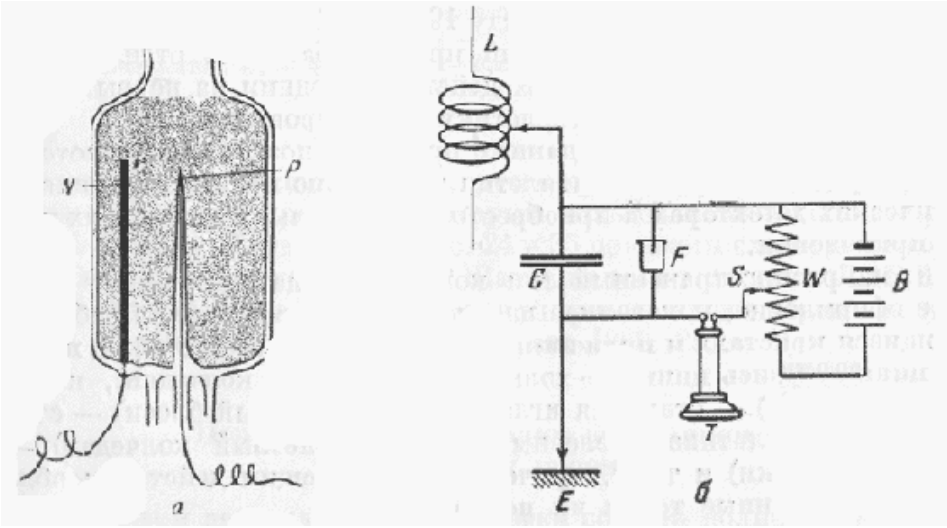


Рис.1.22. а) Электролитический детектор Шлемильха [6]:
N, P - электроды из платиновой проволоки
б) Схема включения детектора [19]:
L - воздушный провод; E - земля; T - телефон; W - сопротивление;
C - емкость; F - электролитический детектор; S - ползунок;
B - батарея

Кристаллические детекторы

Явление односторонней электрической проводимости некоторых сульфидов было открыто в 1874г. Фердинандом Брауном. Такой эффект наблюдали, в частности у галлена PbS.

Исследования в этой области проводили в 1908 – 1910 гг. Ториката и Йокаяма.

В 1909 – 1911 гг. этой проблемой занимался Иглз. Ему удалось впервые построить детекторную характеристику.

Были получены контактные пары: цинкит – халькопирит, карборунд – сталь, гален – сталь, гален – платина, железный пирит – медь.

Детектирующими свойствами обладали лишь отдельные участки на кристалле. Прибор легко терял свойство под действием механических сотрясений.

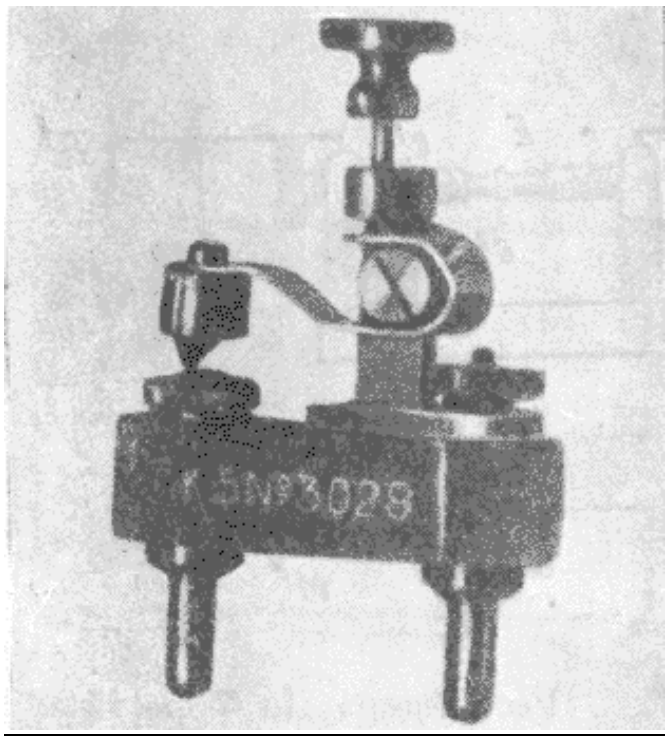


Рис.1.23. Контактный детектор

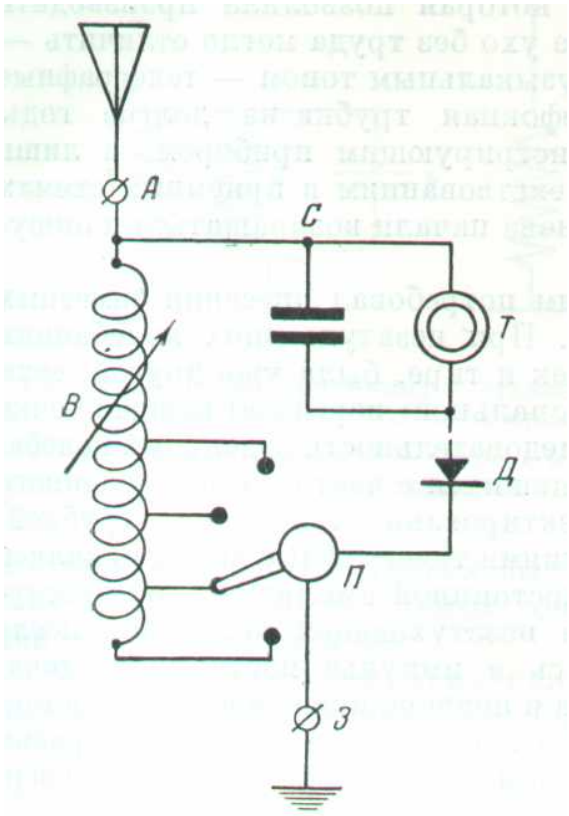


Рис.1.24. Принципиальная схема детекторного приемника С.И.Шапошникова [20]:

А - зажим для антенны; В - вариометр; П - переключатель; Т - телефон; С - конденсатор; Д - детектор

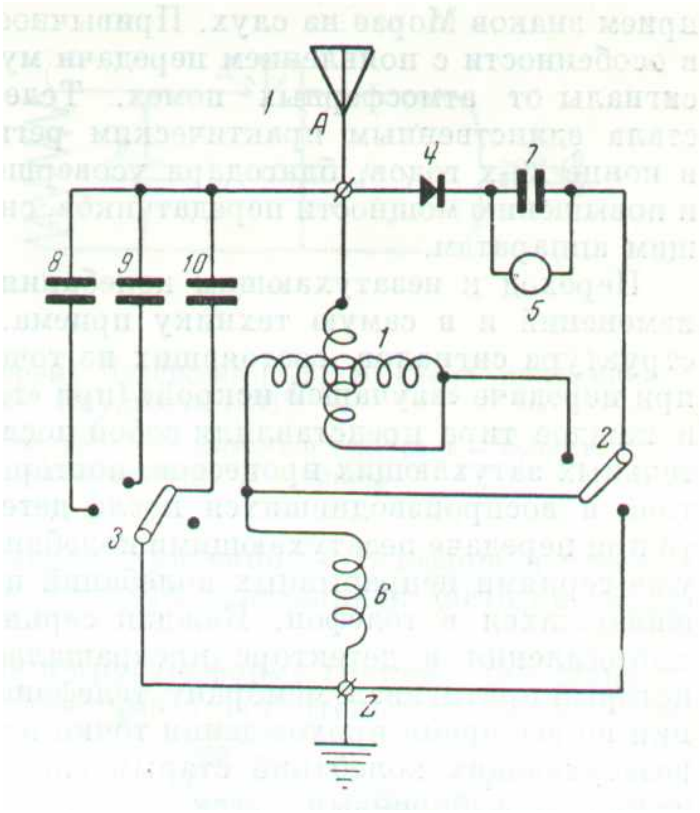


Рис.1.25. Схема приемника ЛДВ-5 на диапазон волн 200 - 1500 м [21]:
1- вариометр; 2- коммутатор связи; 3- коммутатор волн; 4- кристаллический детектор; 5- телефон; 6- удлиннительная катушка; 7- блокировочный конденсатор; 8, 9, 10 - конденсаторы; A, Z - зажимы для антенны и земли

Переход к незатухающим колебаниям

При работе с затухающими колебаниями в приемнике телеграфная посылка воспроизводилась тональным сигналом, с частотой серии затухающих колебаний в передатчике.

Для нормальной работы приемников, принимающих сигналы, передаваемые незатухающими колебаниями, потребовалось система разрыва цепи сигнала (модуляции) в самом приемнике.

Были созданы специальные устройства – ТИККЕРЫ.

Идея разрыва цепи в приемнике высказана Н.Теслой в 1901г. Практически реализована в 1906 – 1907 гг. Педерсеном и Паульсеном. В схемах использовались колебания язычка звонка, замыкая и размыкая цепь телефона.

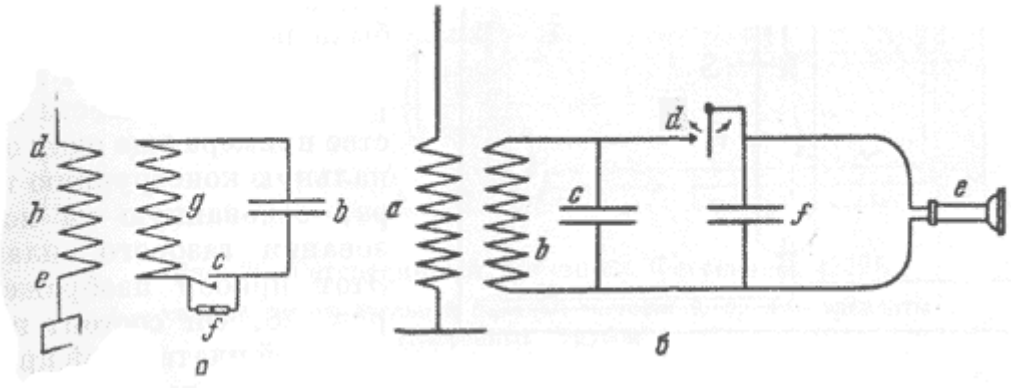


Рис.1.26. а) схема приемника с "тиккером" Педерсена [22];
б) схема приемника с "тиккером" Паульсена [23]:
a - катушка антенны; b - катушка контура; c - конденсатор контура;
e - телефон; f - конденсатор большой емкости; d - тиккер

Для цели разрыва цепи в (рис.1.27) использовалась система с газовым пламенем из-за его малой инерционности.

В схеме Остина (рис.1.28) применялся вращающийся прерыватель.

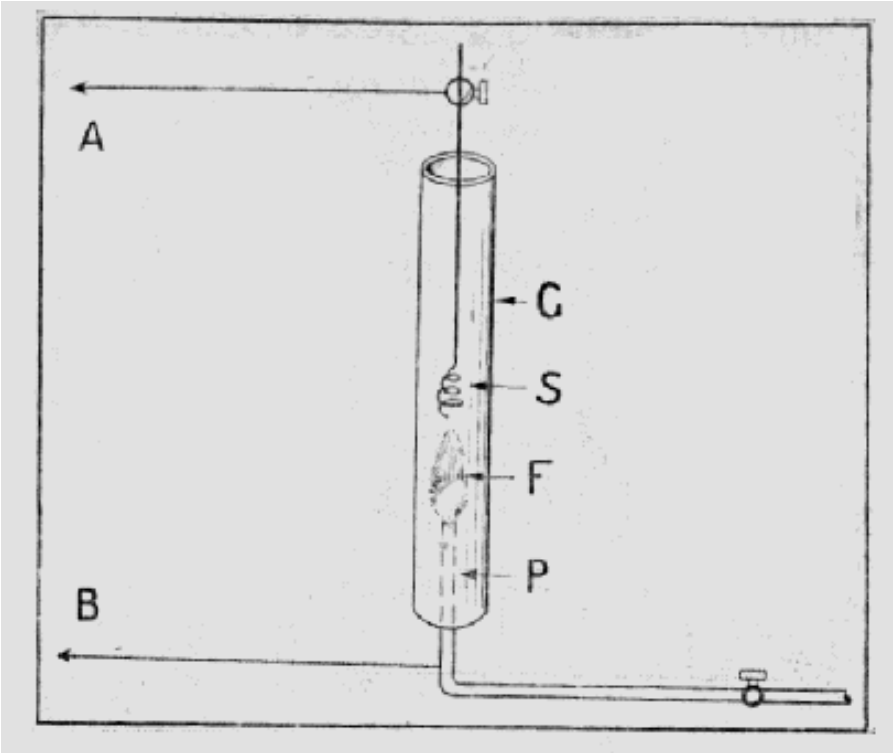


Рис.1.27. "Тиккер" с использованием пламени газовой горелки [25]
A, B - соединения с приемным колебательным контуром; C - стеклянная трубка; F - пламя; P - горелка; S - проволочная спираль

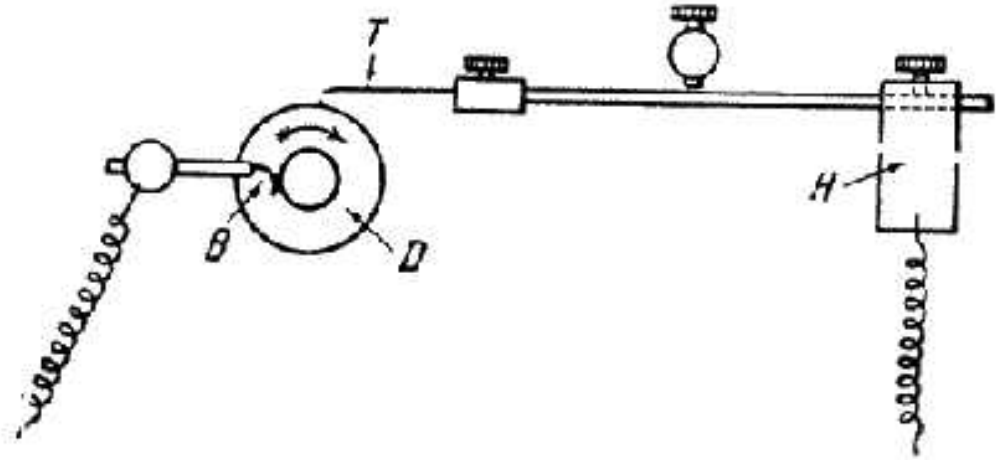


Рис.1.28. Вращающийся "тиккер" Остина [25]

Метод биений двух колебаний

Для целей приема незатухающих колебаний в 1905г Фессенден предложил использовать метод биений между частотами сигнала и частотой местного генератора. Биения звуковой частоты возникали непосредственно в специальных двухобмоточных телефонах. Приемники такого типа стали называть ГЕТЕРОДИННЫМИ.

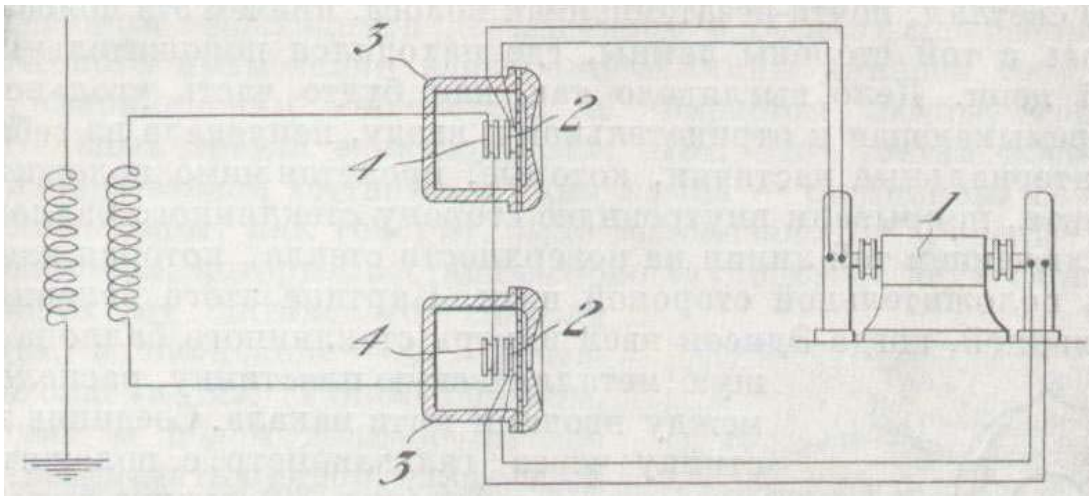


Рис.1.29. Гетеродинный приемник Фессендена [24]
1- машина высокой частоты; 2, 3, 4 - элементы телефонных трубок

ПЕРИОД ЛАМПОВОЙ ТЕХНИКИ

Широкому внедрению в технику радиоприема электровакуумных приборов предшествовал ряд исследований электрических явлений в разряженных газах. В частности Т.Эдисон обнаружил протекание тока через вакуум (30). Правда он ограничился только констатацией факта.

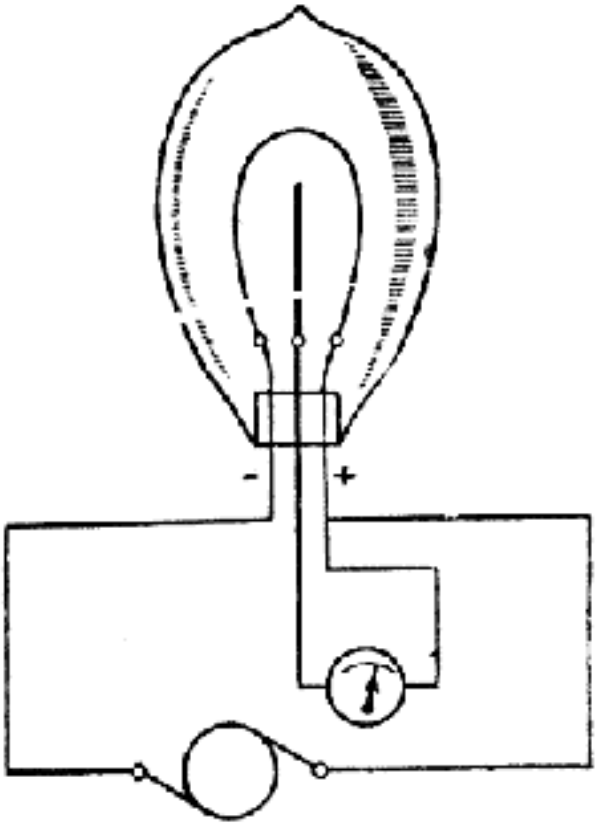


Рис.1.30. Схема опыта Эдисона

В 1904г. А.Флеминг изобрел первый электровакуумный прибор – ДИОД.

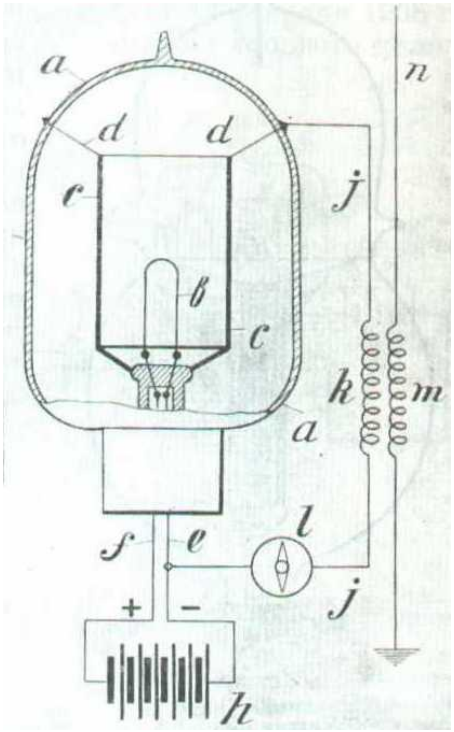


Рис.1.31. Двухэлектродная лампа Флеминга в приемной цепи [26]:
a - стеклянный баллон; b - угольная нить; c - алюминиевый цилиндр; d - впаянные платиновые проволочки для крепления цилиндра;
e, f - выводы; h - батарея; j - провода; k - вторичная обмотка;
l - гальванометр; m - первичная обмотка; n - воздушный провод

В 1907г. Ли де Форест разрабатывает 3-х электродную лампу – «аудион», который применил в приемнике (рис.1.33)
«Аудион» это лампа «мягкого» типа (невысокий вакуум) с анодным напряжением порядка 50 В. В приемнике были плохо выбраны режимы работы лампы.

На (рис.1.32) изображена схема лампы – триода Либена.

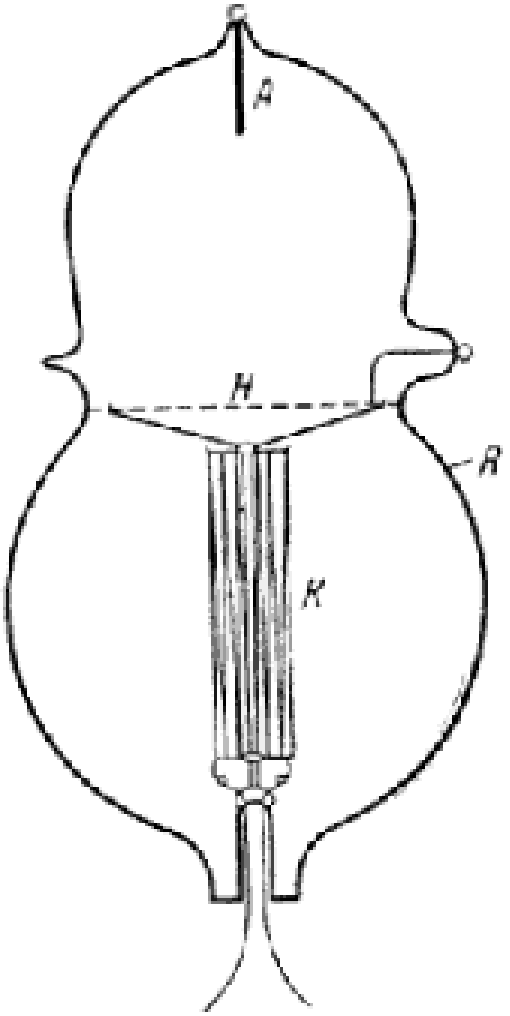


Рис.1.32. Лампа Либена [27]:
R - ламповый баллон; K - катод; A - анод; H - вспомогательный электрод, делящий баллон на две части и играющий роль сетки

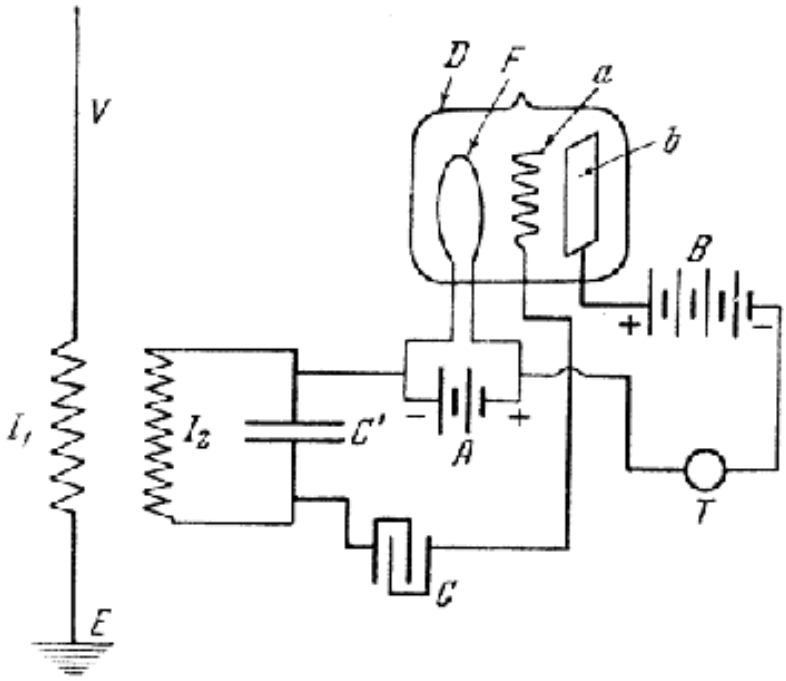


Рис.1.33. Схема приемника Де Фореста с применением "аудион" [28]:
D - стеклянный баллон; F - нить накала; a - сетка; b - анодная пластина; A - батарея накала; B - батарея анода; T - телефон; C, C' – конденсаторы

Регенеративные и сверхрегенеративные схемы

РЕГЕНЕРАЦИЯ это положительная обратная связь. Введение в практику радиоприема этого метода принадлежит Армстронгу и де Форесту (США), Франклину и Раунду (Великобритания), Мейсснеру и Арко (Германия). (Схемы еще называют автодинными)

Суть метода в специально создаваемой связи между сеткой и анодом (входом и выходом), путем сближения специальных катушек. Принимаемые колебания ВЧ усиливаются лампой и затем из анодной цепи вновь передаются на сетку, усиливаясь вторично.
Усиление возрастает, что эквивалентно уменьшению потерь в сеточном контуре.
Теоретически это можно свести к понятиям о вносимом отрицательном сопротивлении

$$R_{ВН}^{-} = \frac{M \cdot S}{C},$$

где M - коэффициент взаимоиндукции,
S - крутизна лампы,
C - емкость сеточного контура.

При некотором значении вносимое сопротивление становится равным активному сопротивлению контура $R_{BH}^{-} = R_{AKT}$ и наступает генерация, что является существенным недостатком.

Схемы получили распространение в 1918 – 1920 гг. после улучшения параметров ламп.

Оригинальные схемы регенеративных ламповых приемников приведены на (рис. 1.34 – 1.40).

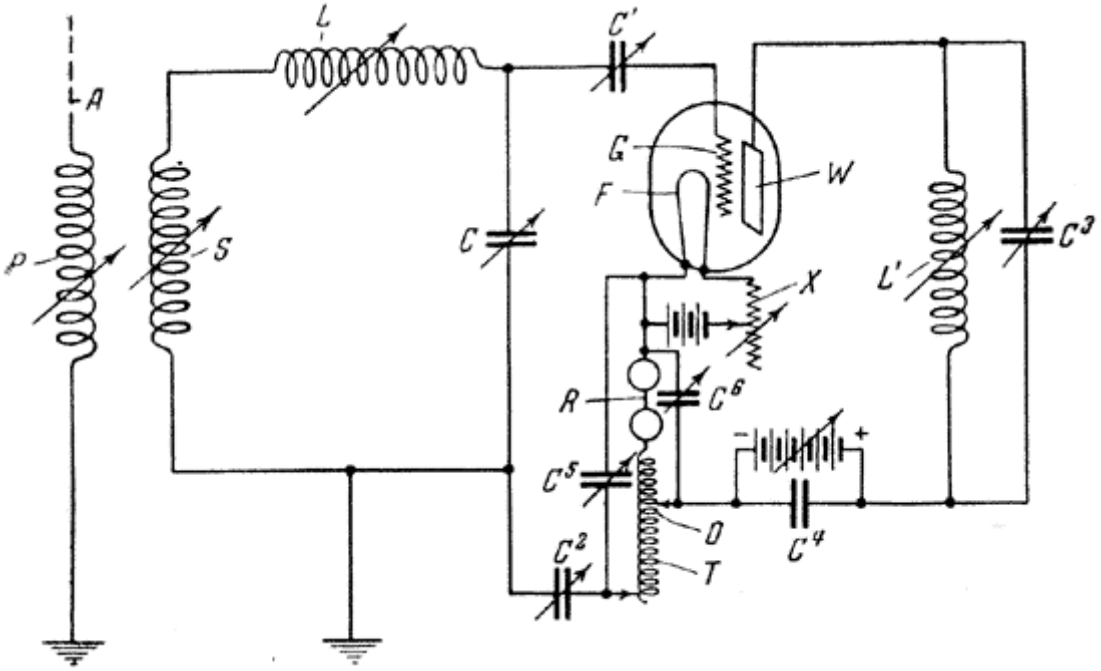


Рис.1.34. Регенеративная схема Армстронга [29]:
P- первичнаяобмотка трансформатора; S - вторичная обмотка трансформатора; L, L' - индуктивности; C, C^1, C^2, C^3, C^4, C^5 - конденсаторы; O - точка соединения сеточной и анодной цепей; R - телефон; T - обмотка трансформатора; W - анодная пластина; F - нить накала; G - сетка

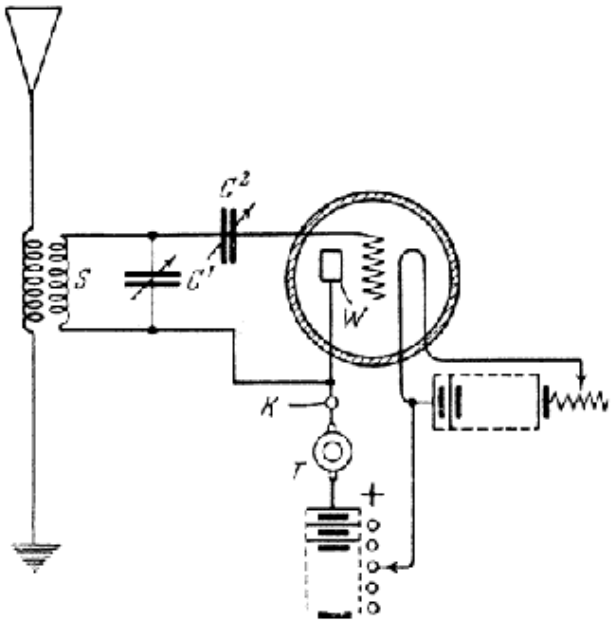


Рис.1.35. Ультрааудион Де Фореста [30]:
S, C' - колебательный контур; T - телефон; K – дроссель

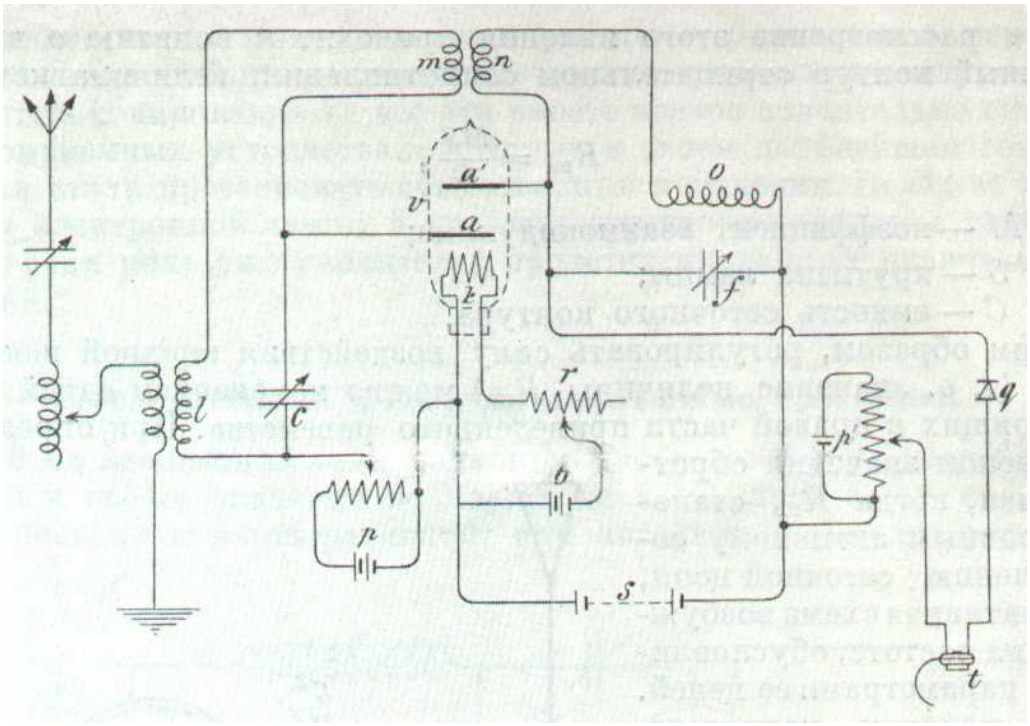


Рис.1.36. Регенеративная схема Франклина [31]:
a, a' - два анода; k - катод; t - телефон; m, l, n, o - индуктивности;
q - детектор

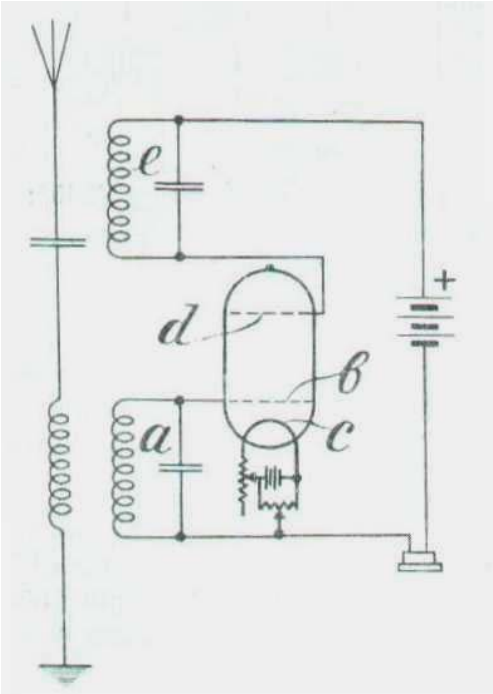


Рис. 1.37. Регенеративная схема Раунда [32]:
a - колебательный контур, связанный с антенной; b - сетка; c - катод; d - третий электрод; e - второй колебательный контур, связанный с контуром a

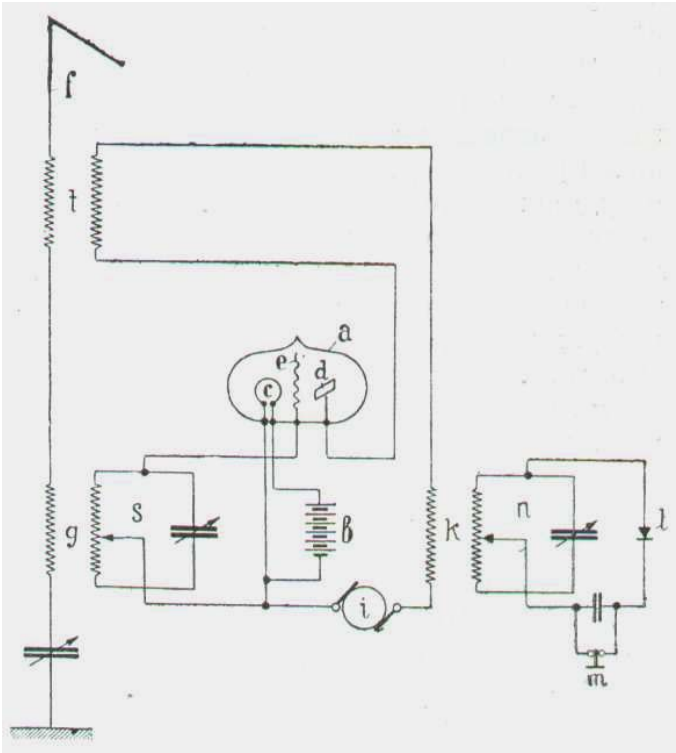


Рис.1.38. Регенеративная схема Арко и Мейсснера [33]:
c - оксидированный катод; d - анод; e - вспомогательный анод; f - воздушный проводник; g - катушки связи; k - трансформатор; l - детектор; m - телефон; i - источник постоянного тока; t - телефон

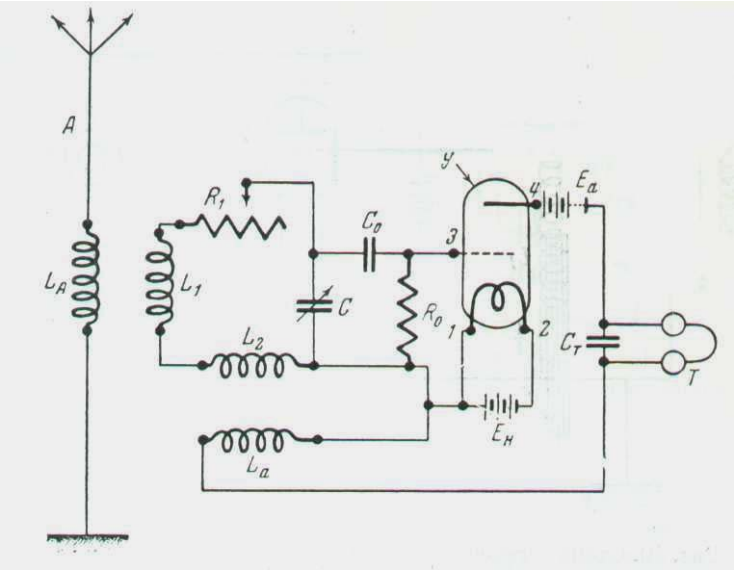


Рис.1.39. Регенеративный приемник Л.И.Мандельштама и Н.Д.Папалекси [34]: L_1, L_2 - катушки; С - конденсатор переменной емкости; C_0, C_T - конденсаторы; R - переменное сопротивление; У - лампа; E_a - анодная батарея;$E_н$ - батарея накала; L_a - катушка обратной связи

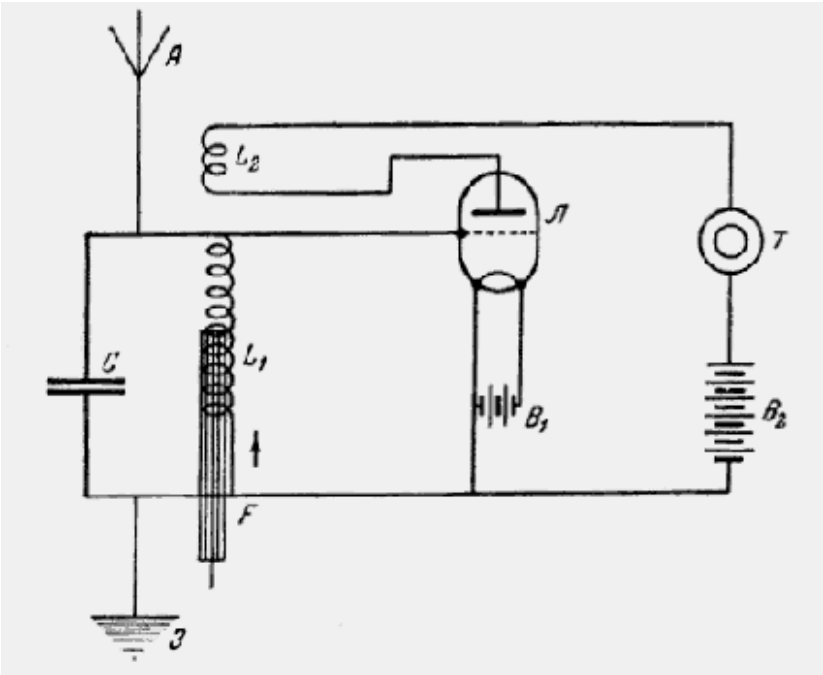


Рис.1.40. Схема регенеративного приемника А.Л.Минца [35]:
А- антенна; З - земля; L_1 - переменная антенная самоиндукция с подвижным железным сердечником; L_2 - катушка обратной связи; F- железный сердечник; Л - лампа; С - конденсатор; Т - телефон; B_1 - батарея накала; B_2 - батарея анодной цепи;

Изучая явление регенерации Армстронг в 1921г. Изобрел СВЕРХРЕГЕНЕРАТИВНЫЙ приемник.

По схеме это тот же регенератор, но с обратной связью, периодически меняющейся около своего критического значения.

Возникает периодическое возбуждение, протекающее по-разному, в зависимости от величины амплитуды принимаемого сигнала. В результате в анодном токе появляется составляющая, воспроизводящая кривую модуляции.

Главное достоинство – очень большой коэффициент усиления (до 1 миллиона на 1 каскад).

Недостатки: низкое качество из-за остроконечности резонансной кривой; избирательность зависела от интенсивности принимаемого сигнала; высокий уровень шумов.

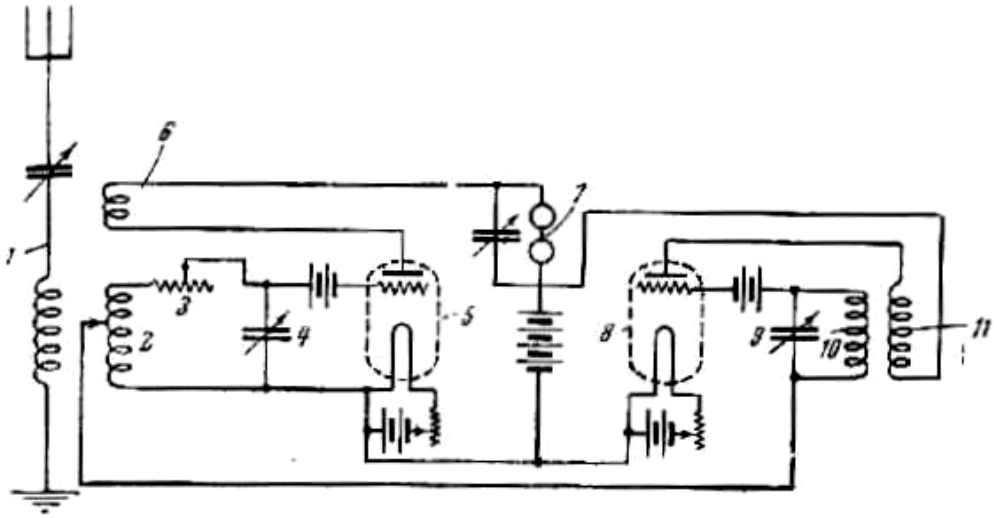


Рис. 1.41. Схема сверхрегенератора Армстронга [36]:
1- антенная цепь; 2, 3, 4 - цепь сетки регенератора ; 5 - лампа регенератора; 6 - катушка обратной связи; 7 - телефон ; 8 - лампа гетеродина вспомогательной частоты; 9, 10, 11 - колебательные цепи гетеродина

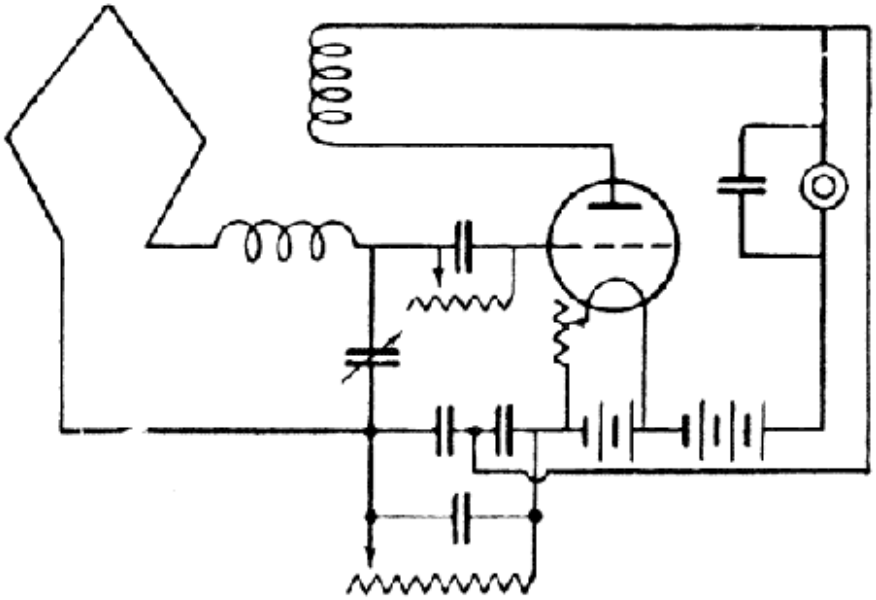


Рис.1.42. Схема сверхрегенератора Флюэлинга [37]

Рефлексные схемы

Использование ОС навело на мысль о возможности двойного использования лампы по ВЧ и НЧ.
Метод назвали «РЕФЛЕКСНЫМ» или двойного усиления.
Графическое представление процессов в рефлексных схемах представлено на (рис.1.43)

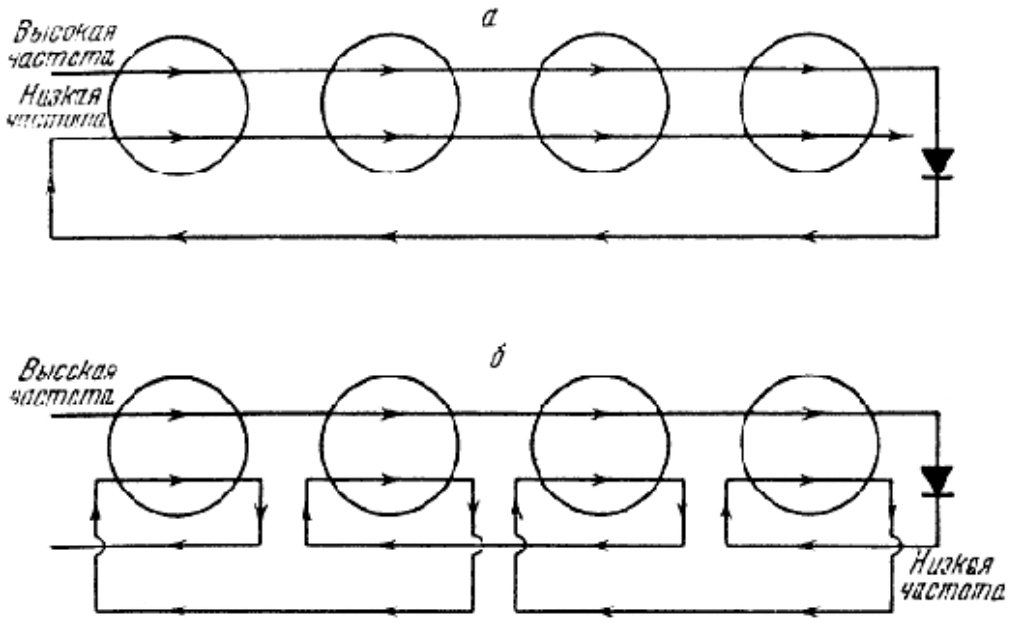


Рис.1.43. Графическое изображение процессов в рефлексных простых а) и инверсных б) схемах

Одна из первых схем была разработана Томсоном в 1913г.

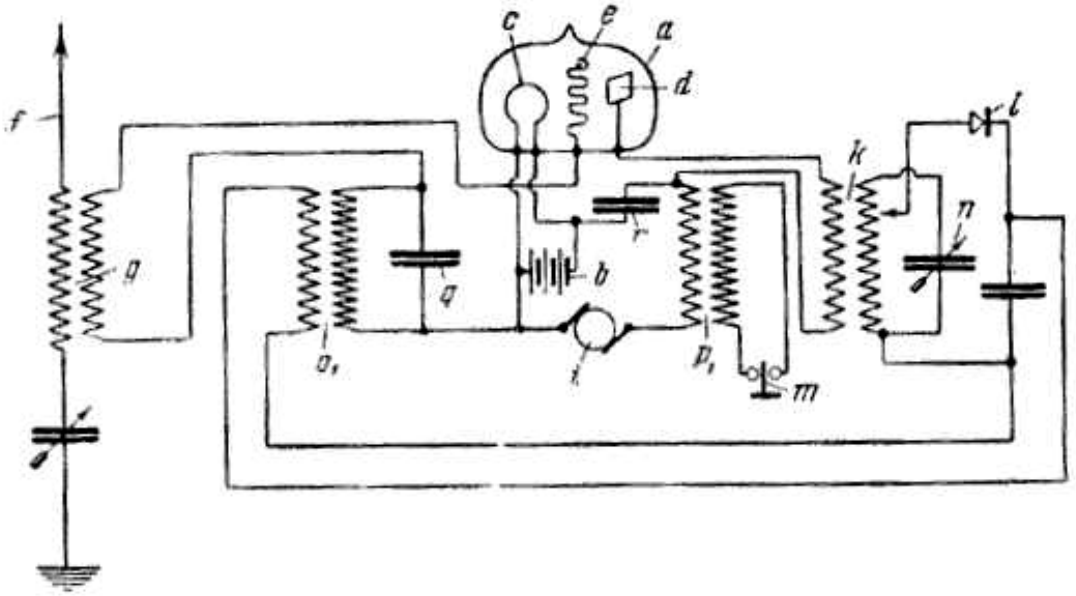


Рис.1.44. Схема двойного усиления Томсона [38]:
a - баллон; c - катод; b - батарея накала; d - анод; e - сетка; i - источник постоянного тока; k, p_1 - трансформаторы; m - телефон;
q, n, r - конденсаторы; l - детектор; O_1 - трансформатор обратной связи

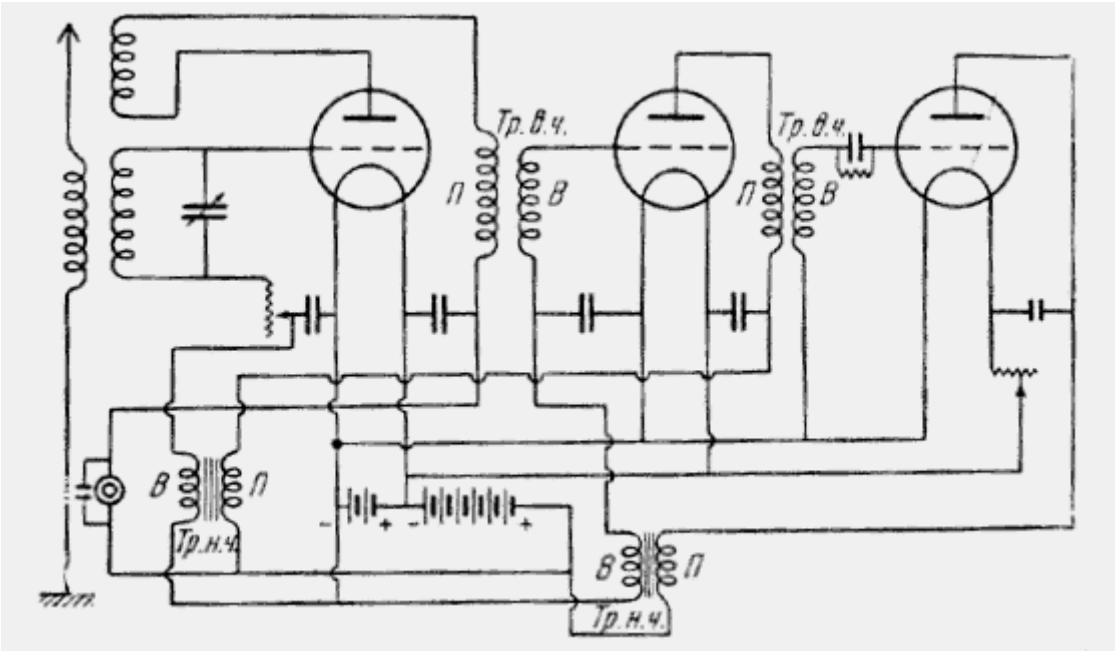


Рис.1.45. Схема приемника с рефлексным инверсным усилением [37]

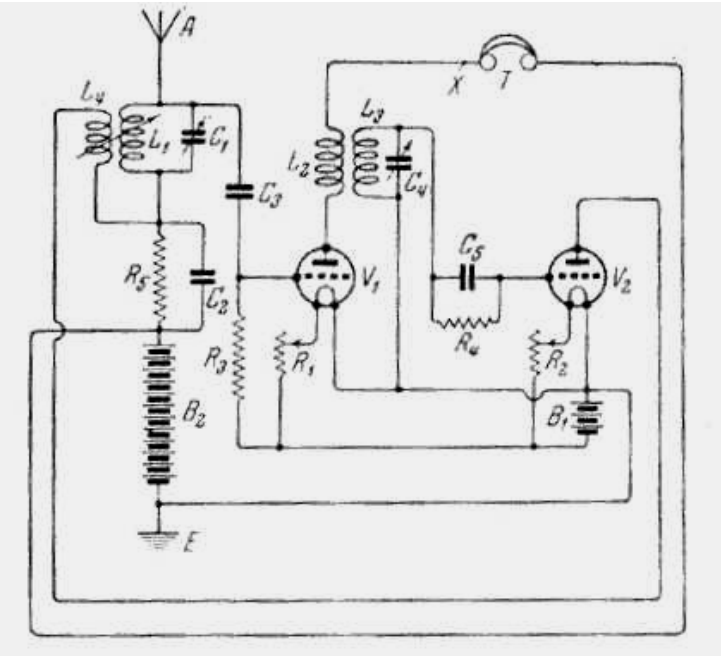


Рис. 1.46. Схема приемного устройства "Резистофлекс" Скотт-Таггарта [39]

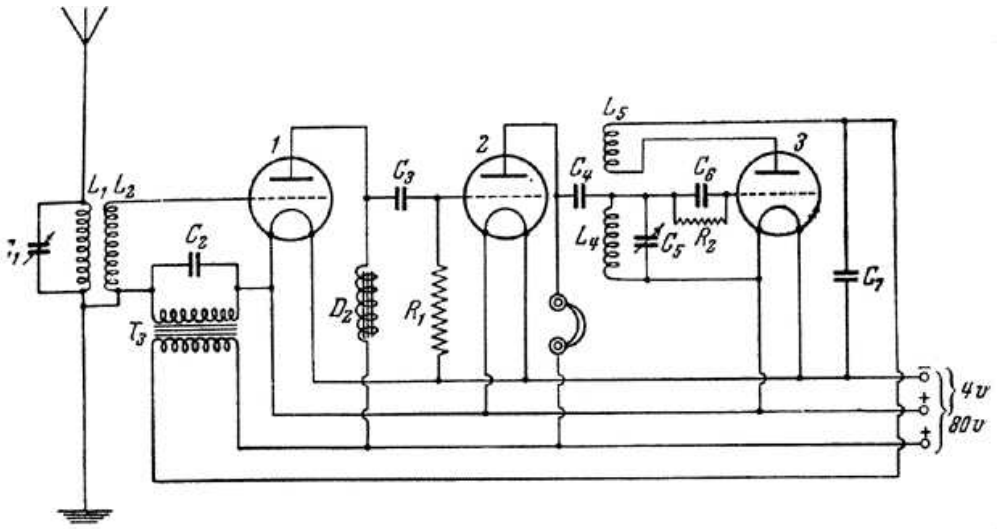


Рис.1.47. Схема усилителя двойного действия с одновременным усилением высокой и низкой частоты П.Н.Куксенко [40]:

L_1, L_2 - катушки самоиндукции; C_1 - емкость; C_3 - конденсатор, передающий напряжение, создаваемое на реактивной катушке, к сетке 2-й лампы; R_1 - сопротивление для утечки зарядов, накапливаемых на конденсаторе C_3; C_4 - конденсатор, передающий токи в.ч. колебательному контуру L_4, C_5; C_5 - конденсатор и L_4 - самоиндукция составляют настраиваемый контур 3-й детекторной лампы; C_6 - конденсатор; R_2 - сопротивление; C_2 - конденсатор, дающий путь для токов в.ч.; T_3 - трансформатор низкой частоты

Супергетеродинный метод приема

Супергетеродинный метод был предложен в 1918 г. Шоттки, Леви, Армстронгом.

Термин «супергетеродин», означает, что в работе приемника используется дополнительная – **промежуточная частота**, находящаяся за пределами звукового диапазона.

В схеме Шоттки (48) контура промежуточной частоты I и II настроены на частоту более 50кГц. Диод D –смеситель частоты сигнала и местного генератора – гетеродина.

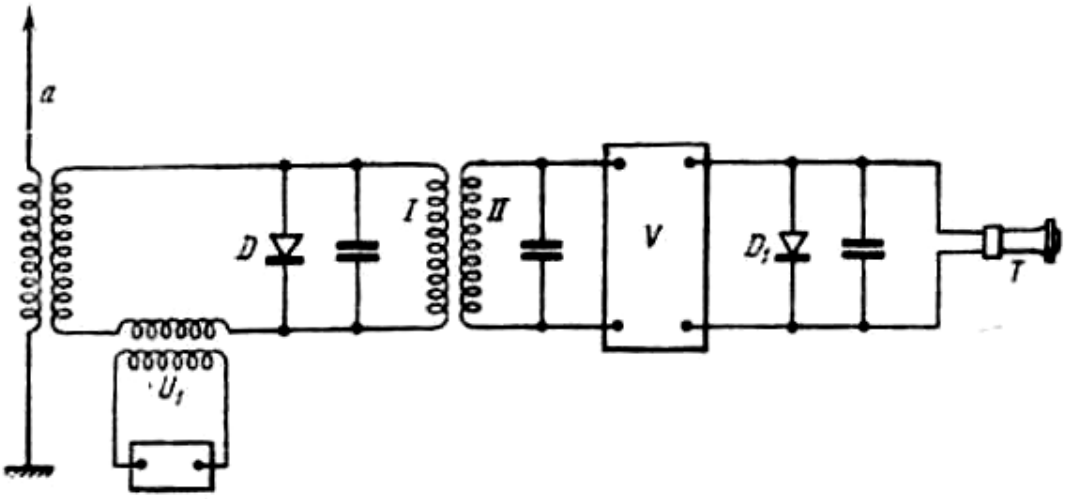


Рис.1.48. Схема супергетеродинного приемника Шоттки [41]:
а - антенна; D - смеситель, D_1 - детектор ; T - телефон; U_1 - местный гетеродин;
V - усилитель

При приеме телеграфных сигналов применялся второй местный гетеродин, с разностью частот в звуковом диапазоне.

Гетеродином могла служить так же преобразовательная лампа.

Супергетеродин мог работать и на повышение частот $f_{ПЧ} = f_C + f_Г$. Предложил ее Серджент в 1926г. Распространение не получила.

Супергетеродинные схемы приведены на (рис.1.49, 1.50)

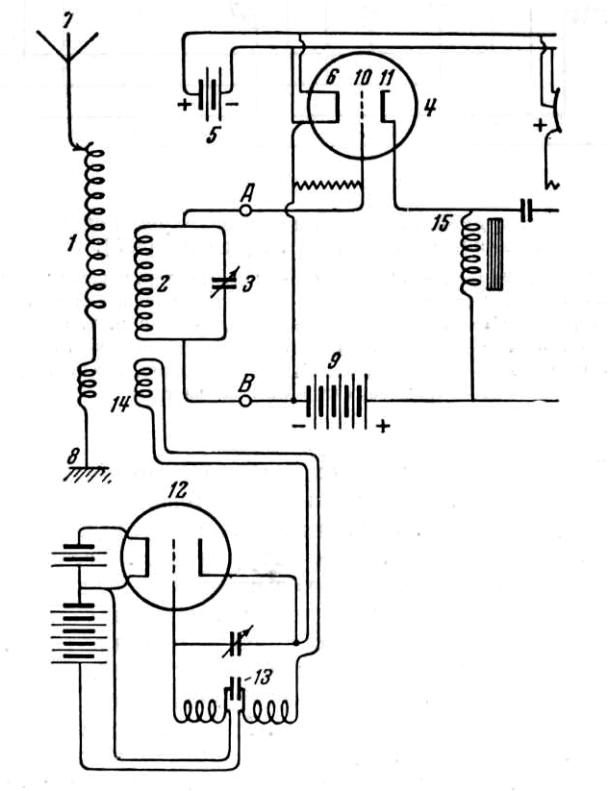


Рис.1.49. Схема супергетеродина Леви [7]

А и В - зажимы входного контура; 1- катушка самоиндукции; 2, 3 - входной контур; 4 - лампа; 5 - аккумулятор; 6 - катод; 7 - антенна; 8 - земля; 9 - анодная батарея; 10 - сетка; 11 - анод; 12 - лампа вспомогательного генератора; 13 - разделительный конденсатор большой емкости; 14 - катушка связи; 15 - дроссель

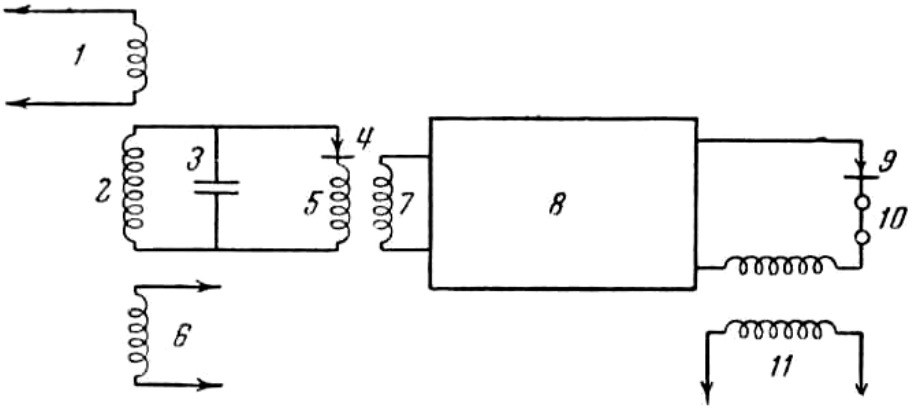


Рис.1.50. Схема супергетеродинного приемника Армстронга [42]:

1 - катушка связи для входных сигналов; 2, 3 - колебательный контур; 6 - катушка связи местного гетеродина; 4 - детектор-преобразователь; 8 - усилитель; 9, 10 - цепь детектирования; 11 -катушка второго гетеродина для приема незатухающих колебаний

Нейтродины

Значительной трудностью было повышение коэффициента усиления из-за емкости сетка – анод, что приводило к самовозбуждению.

В 1923 г. Хазелтайн предложил схему нейтрализации этой емкости, специально включенным конденсатором. Способ приема назвали НЕЙТРОДИННЫМ.

К 30-м годам XX века емкость сетка – анод была устранена в многосеточных лампах – тетродах и пентодах.

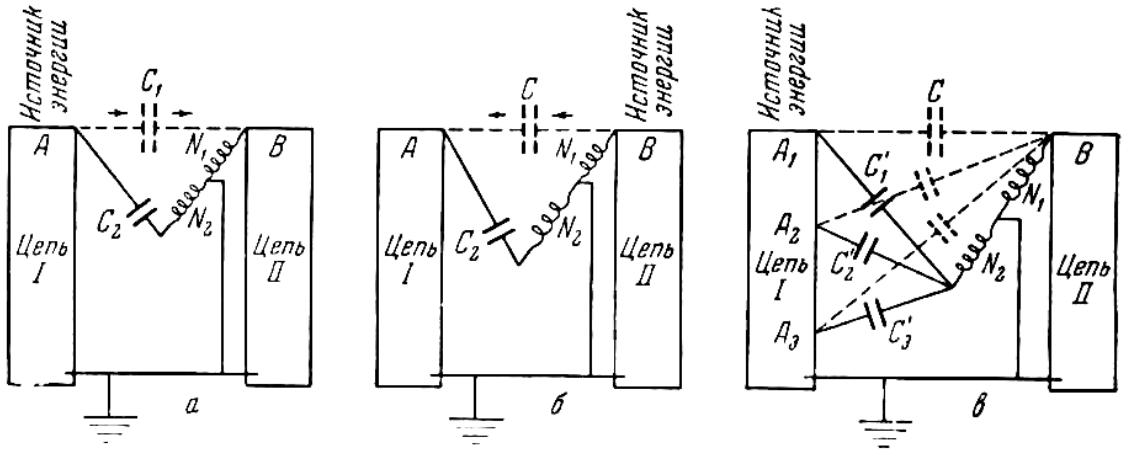


Рис.1.51. Иллюстрация принципа нейтрализации емкостной связи между цепями

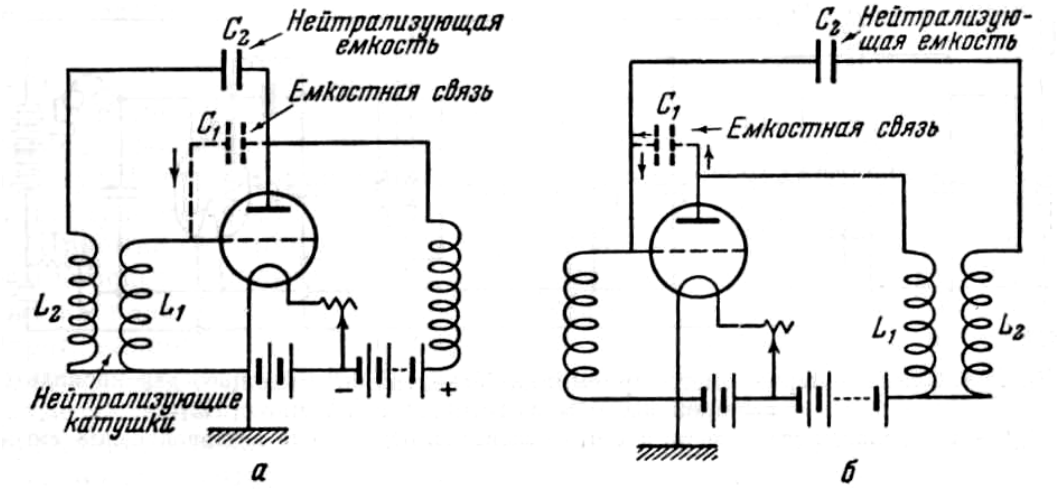


Рис.1.52. Принципиальные схемы включения нейтрализующих емкостей и катушек [37]

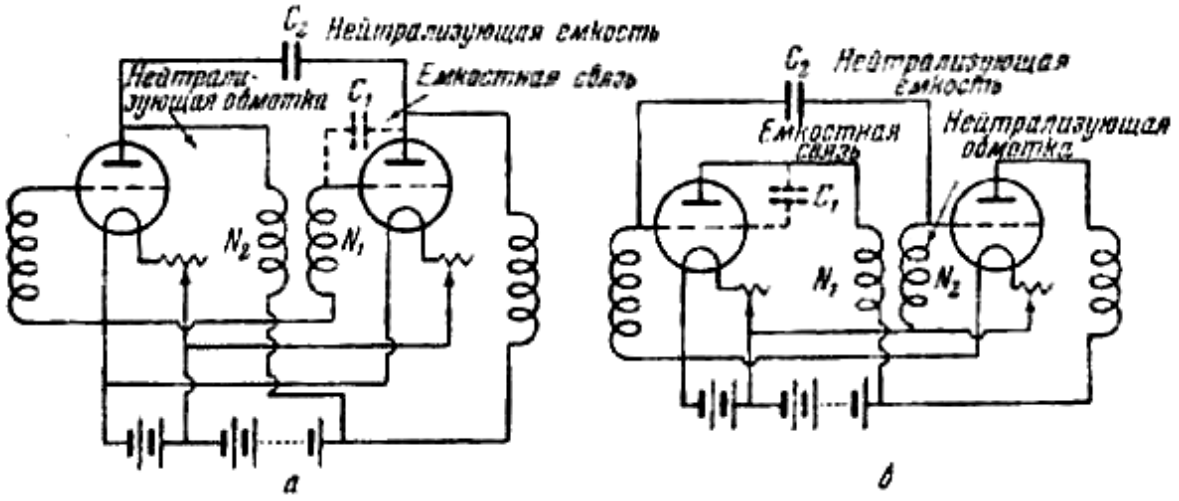


Рис.1.53. Практические способы включения нейтрализующих емкостей [37]

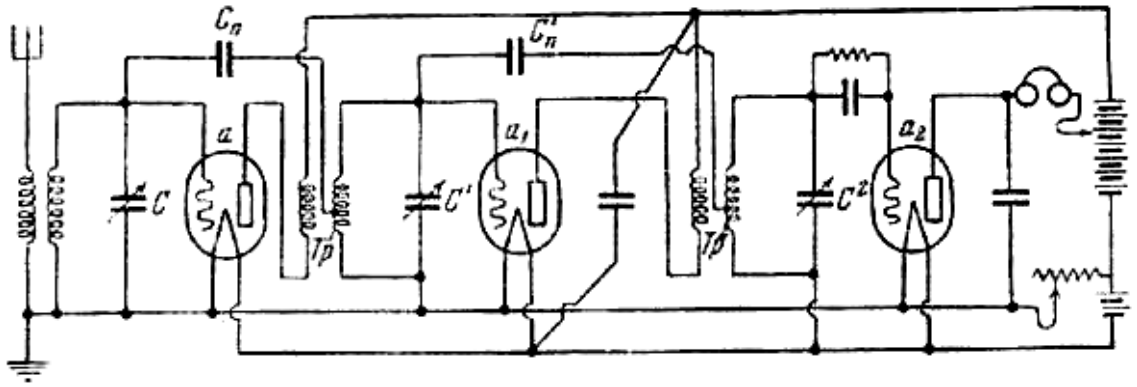


Рис.1.54. Схема нейтродинного приемника Хазелтайна, имеющего два каскада высокой частоты и детекторный каскад [43]:
C_n, C_n' - нейтрализующие емкости; а, a_1 - элементы, образующие внутриламповые емкости

Примеры схем ламповых радиоприемников 1930-х годов

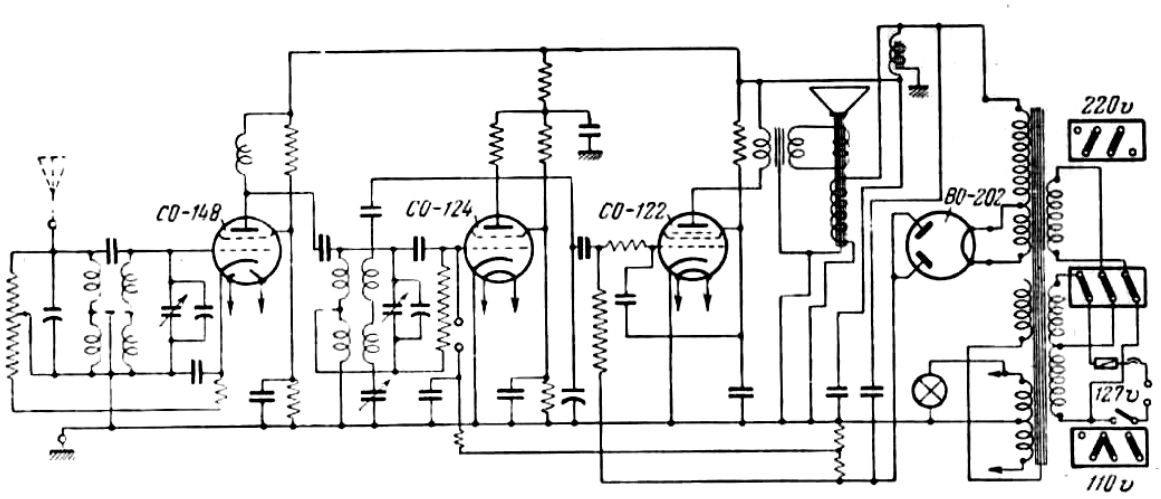


Рис.1.55. Принципиальная схема приемника СИ-235 [44]

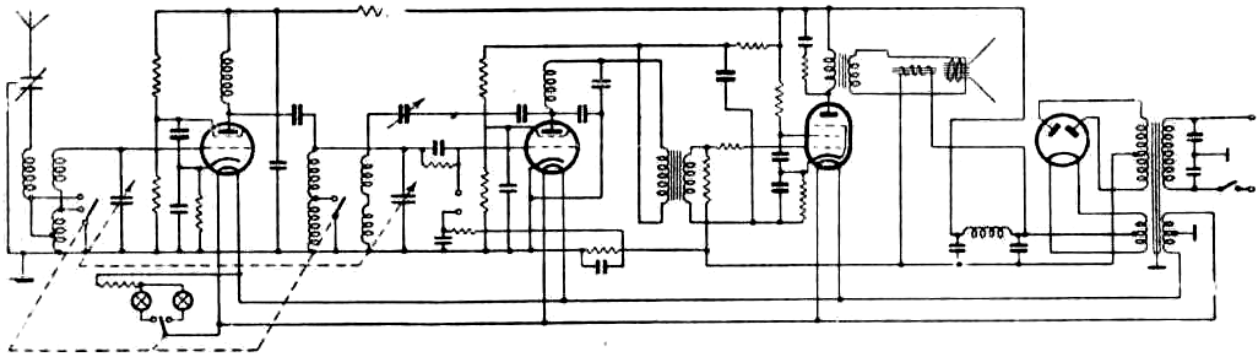
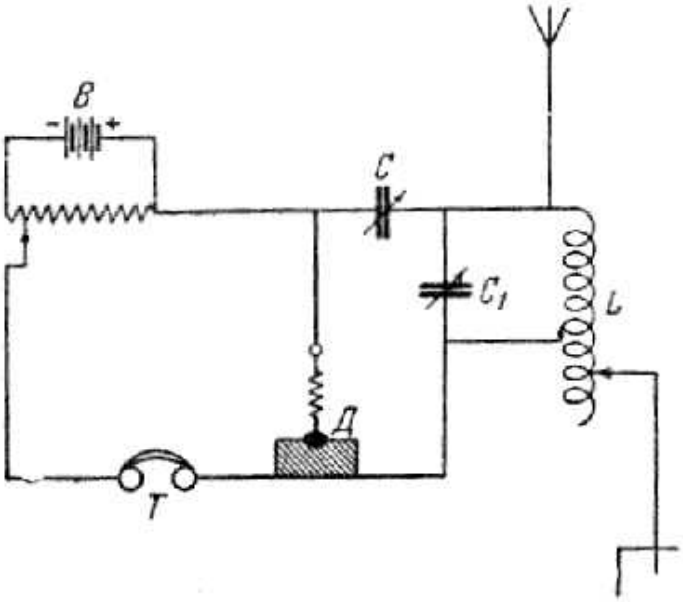


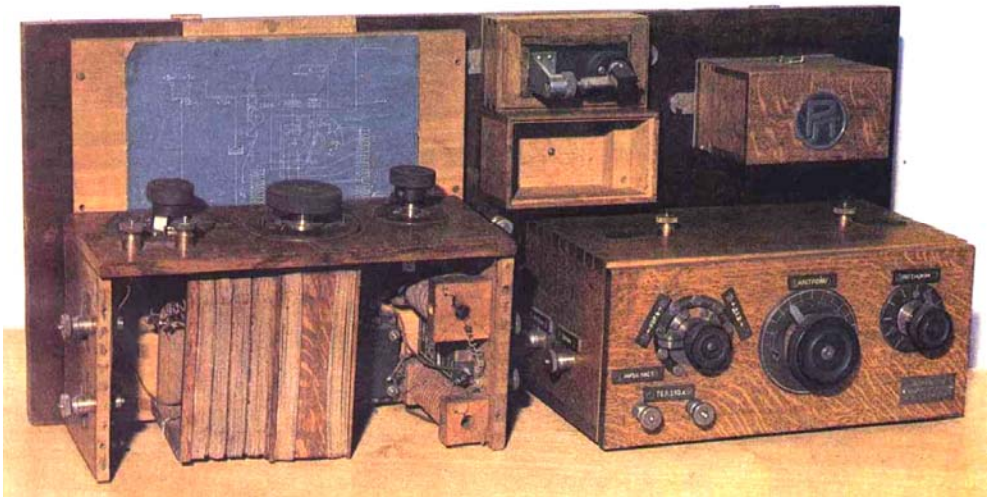
Рис.1.56. Схема радиоприемника РФ-1 [45]

ПЕРИОД ПОЛУПРОВОДНИКОВОЙ ТЕХНИКИ

Началом применения полупроводниковых приборов в технике приема следует считать «КРИСТАДИН» Олега Владимировича Лосева, изобретенный в 1922г. Кристалл детектора в приемнике имел падающий участок ВАХ и позволял получить громкоговорящий прием станций на приемник с очень простой схемой.



а)



б)

Рис.1.57. "Кристадин О.В.Лосева а) схема [46], б) внешний вид [47]
Д - детектор (цинкит-уголь или цинкит-серебро)

После изобретения в конце 1940-х годов биполярного, а затем полевого транзисторов, стало активно развиваться схемотехника РПУ с применением этих приборов.

Были разработаны РПУ всех типов: прямого усиления, супергетеродинные, прямого преобразования частоты, рефлексные, с использованием эффекта регенерации, сверхрегенеративные.

С развитием ИМС появилась возможность весь тракт приемника разместить на одном кристалле.

Примеры схем радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах

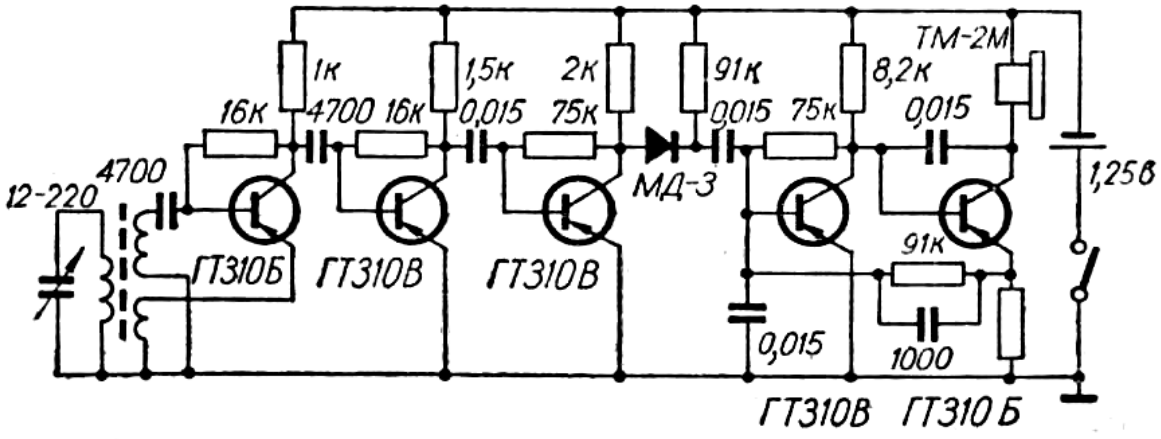


Рис.1.58. Принципиальная схема приемников "Маяк-1" и "Эра-2" [48]

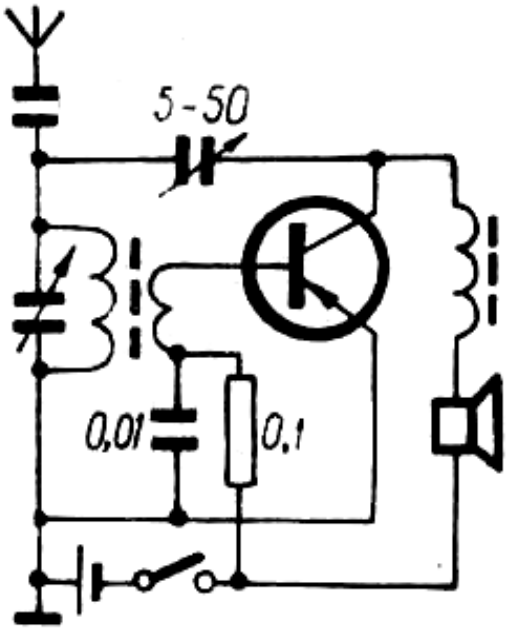


Рис.1.59. Регенеративный приемник [48]

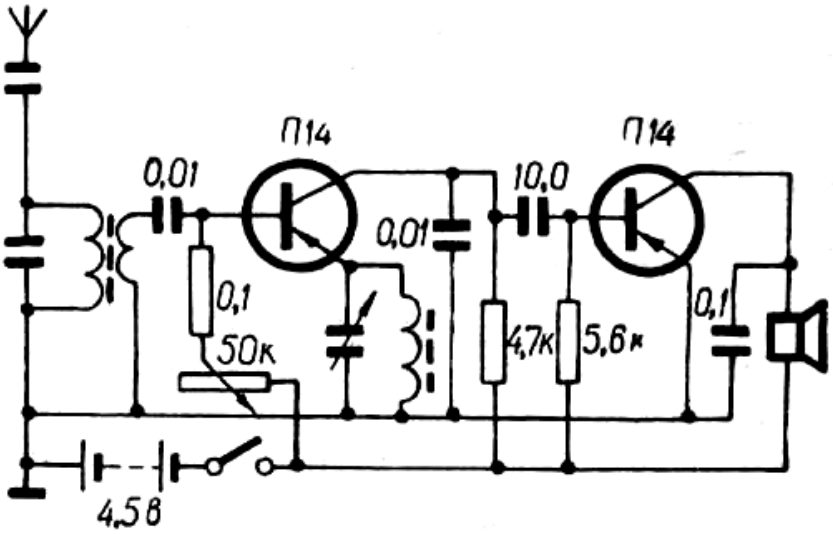


Рис.1.60. Регенеративный приемник [48]

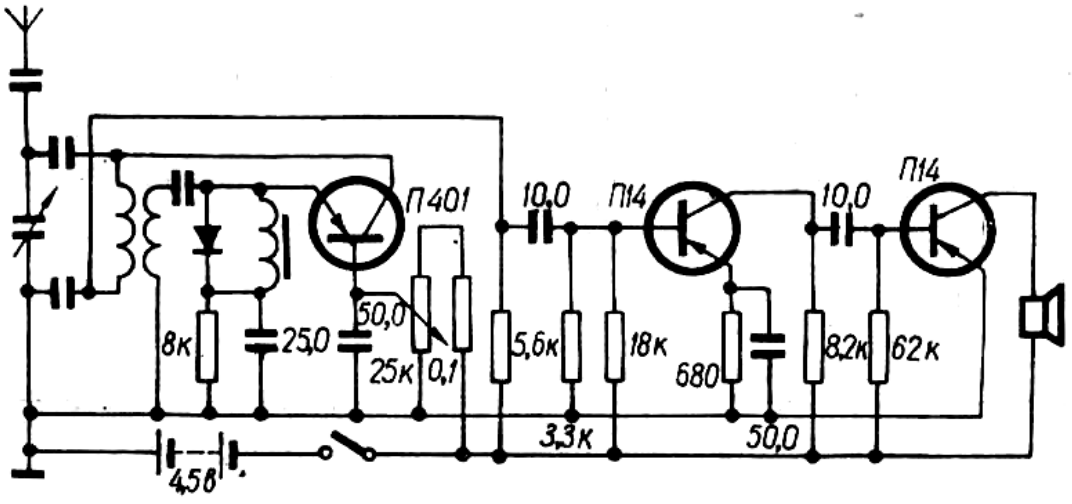


Рис.1.61. Регенеративный приемник с диодным детектором [48]

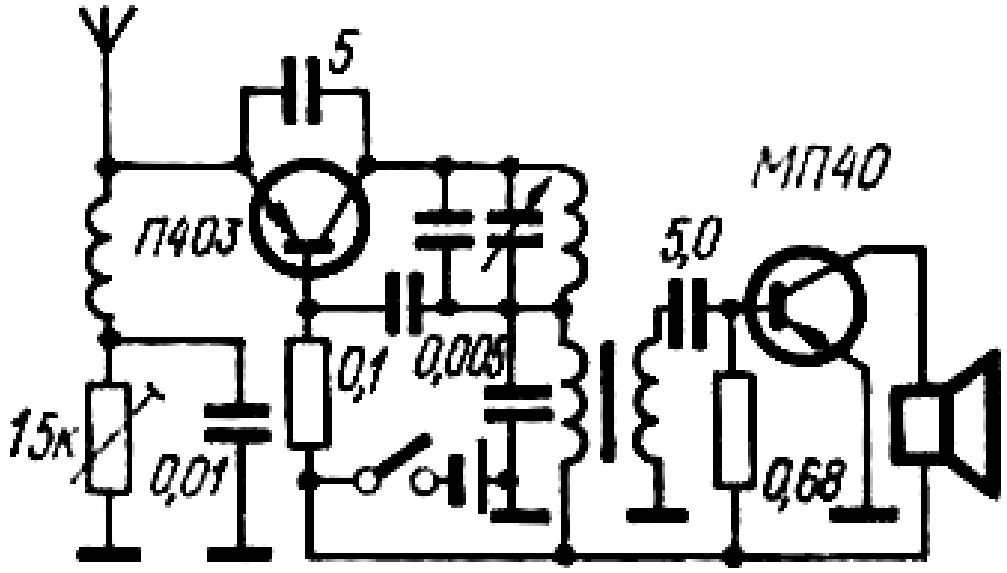


Рис.1.62. Сверхрегенеративный приемник [57]

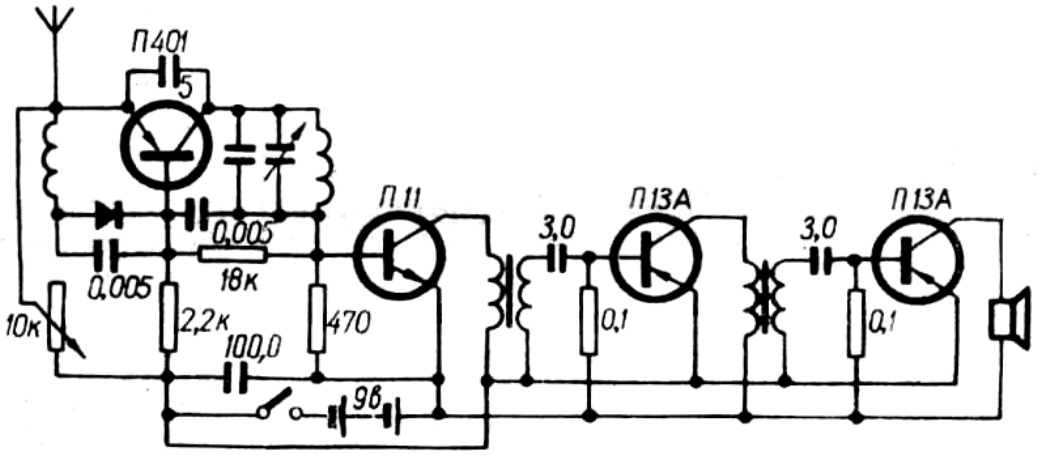


Рис.1.63. Схема сверхрегенеративного приемника с диодным детектором [48]

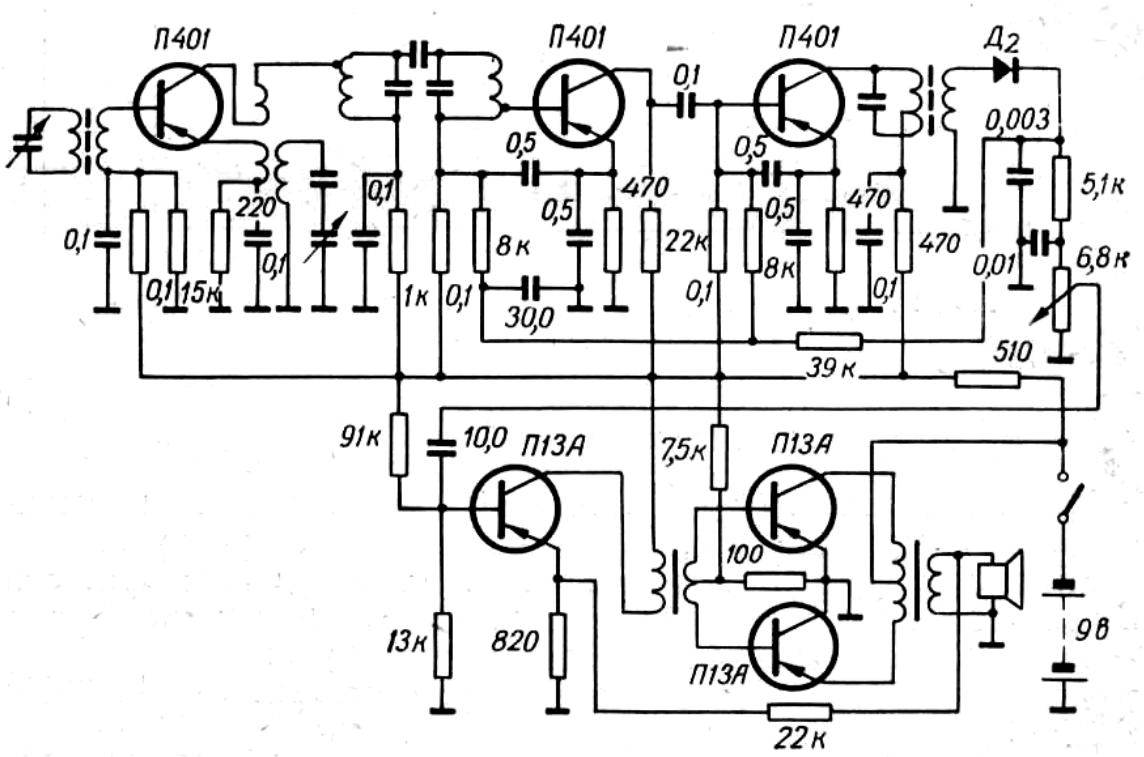
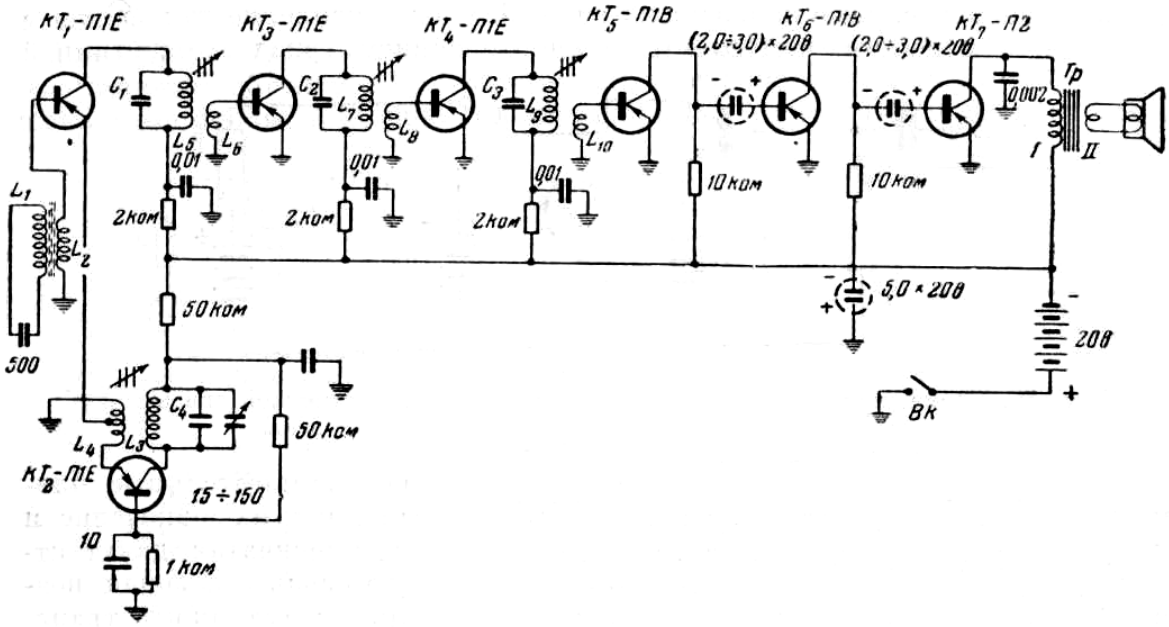


Рис.1.64. Схема переносного приемника супергетеродинного типа [48]



65. Схема супергетеродинного приемника [50]

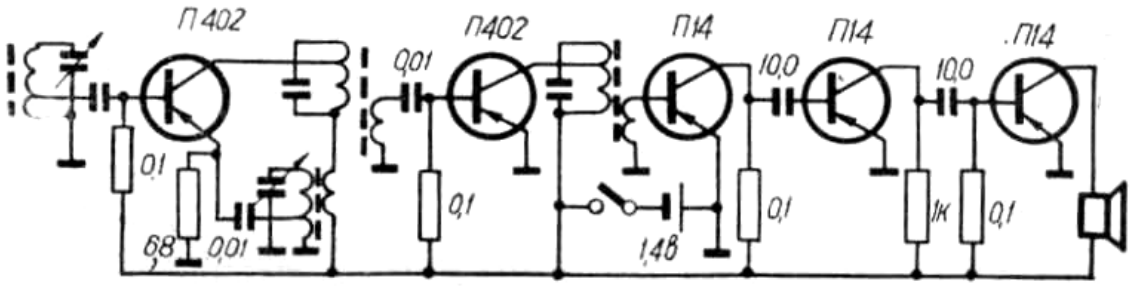


Рис.1.66. Схема миниатюрного приемника супергетеродинного типа [48]

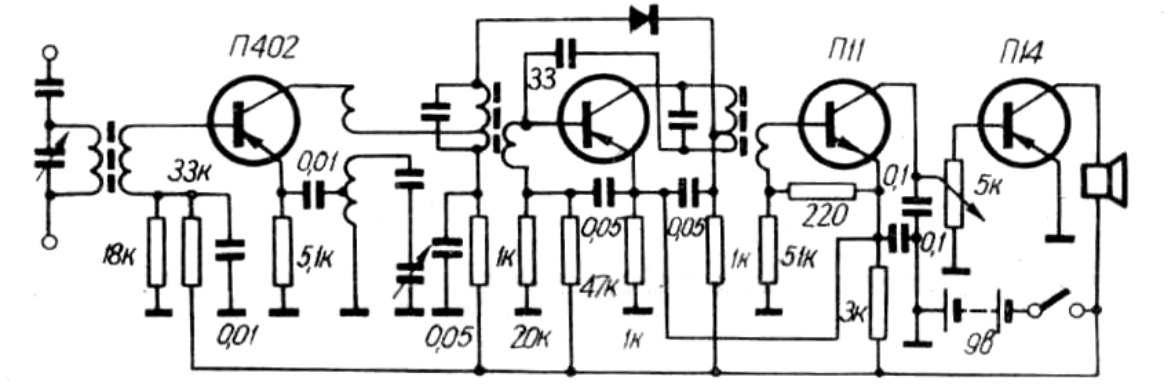


Рис.1.67. Схема малогабаритного супергетеродинного приемника [48]

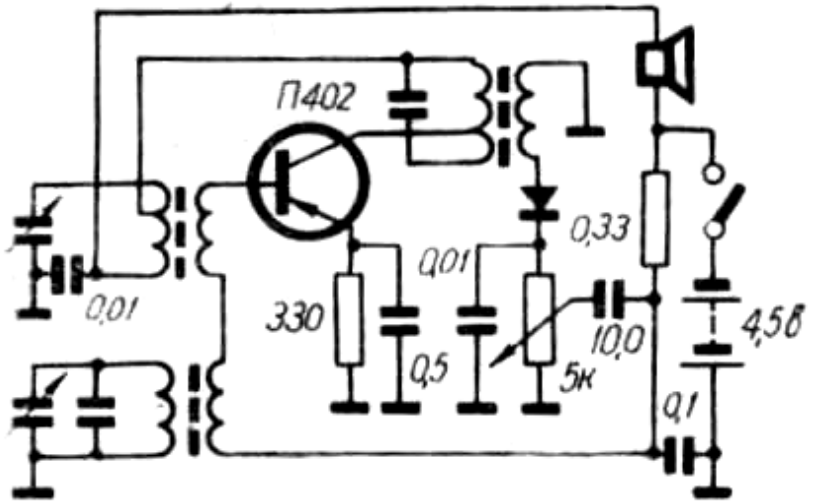


Рис.1.68. Схема супергетеродинного приемника на одном транзисторе [48]

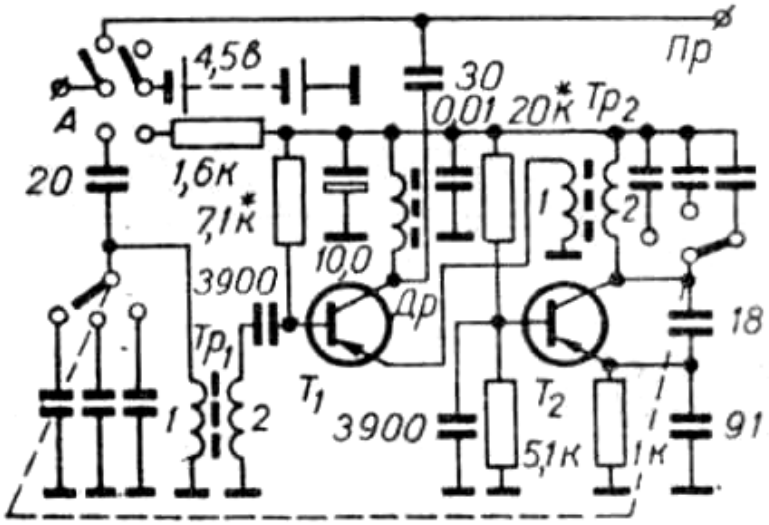


Рис.1.69. Схема конвертера [48]

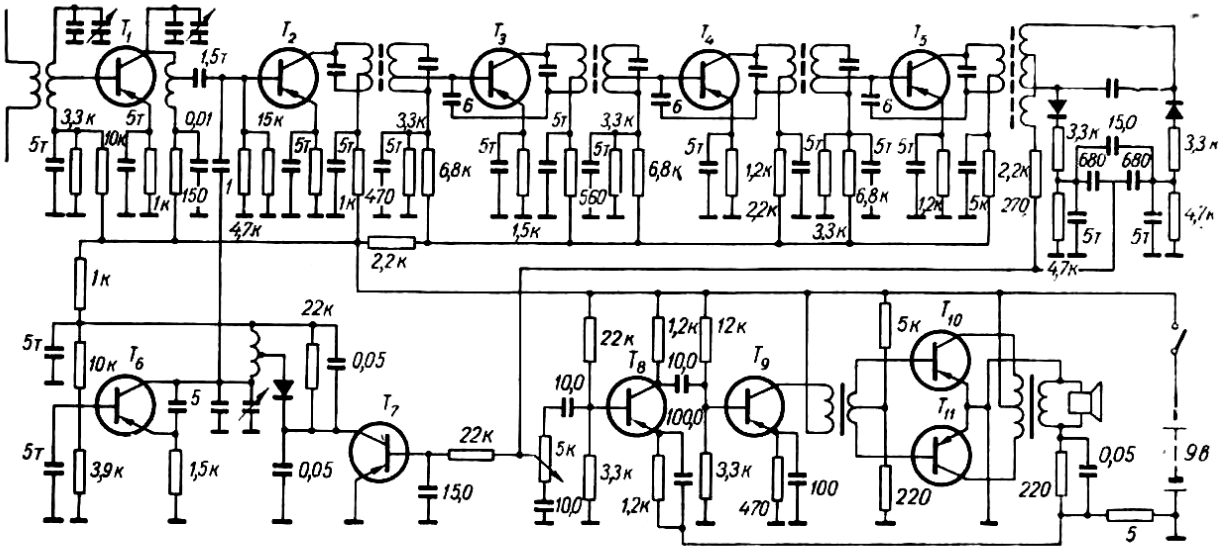


Рис.1.70. Схема приемника с частотной модуляцией [48]

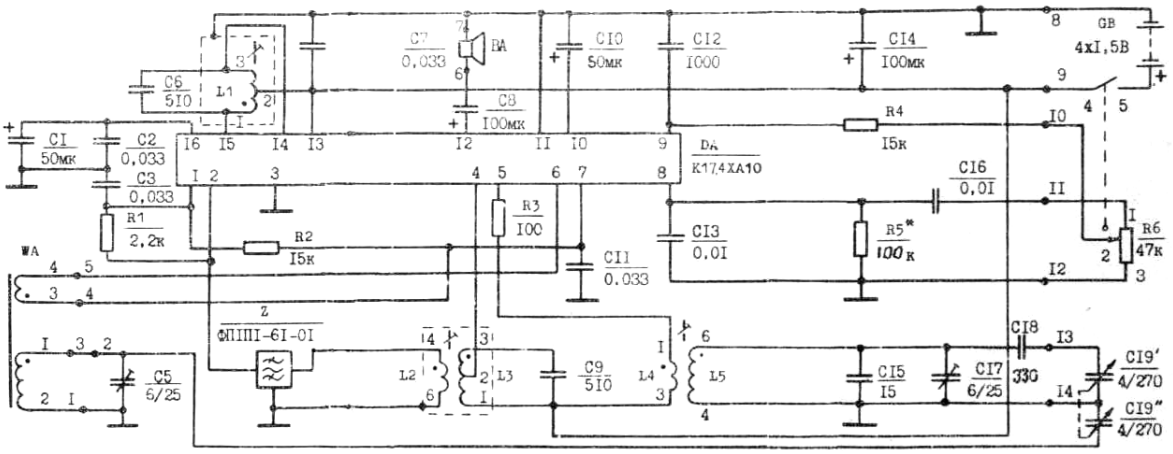


Рис.1.71. Схема супергетеродинного приемника на ИМС К174ХА10

Литература к Лекции 1.

1. GalvaniA. De viribus electricitatis in motu musculari. Bononia, 1791.
2. Hertz H. Uber sehr schnelle elektrische Schwingungen. Wied. Ann., 1887, Bd. 31, S. 421.
3. Branly E. Variations de conductibilite sous diverses influences electriques. Lumiere electr., 1891, t. 40, Mai et Juin.
4. Попов А.С. Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний. "Журн. русского физ.-химич. об-ва", 1896, т. 22, ч. физич., отд. 1, вып. 1.
5. Pгeece W. H. Signalling through space without wires. Electrician, 1897, v. 39, p. 216.
6. Zenneck J. Elektromagnetische Schwingungen und drahtlose Telegraphic. Stuttgart, 1905.
7. Marconi G. and the Wireless Telegraph and Signal Co. Improvements in apparatus employed in wireless telegraphy. Brit. pat. N%12326. Date of Application 1 June 1898. Complete specification left 4 Apr. 1899. Accepted 1 July 1899.
8. Попов А.С. Описание приемника депеш, посылаемых с помощью электромагнитных волн. Привилегия № 6066 от 30 сентября 1901 г., заявлено 14 июля 1899 г. Свод привилегий, выданных в России. СПб., 1901, в. 11, стр. 3651-3853
9. Слаби А. Беспроволочный телеграф. М., 1902.
10. Lodge 0. Easy lecture experiment in electric resonance. Nature, 1890, v. 41, p. 368.
11. Lodge 0. J. Improvements in syntonised telegraphy without line wires. Brit. pat. № 11575. Date of application 10 may 1897. Complete specification left 5 Feb. 1898. Accepted 10 Aug. 1898.
12. Lodge O. J. and Muirhead A. Improvements in, and relating to, wireless telegraphy. Brit. pat. № 25490. Date of application 7 Dec. 1905. Complete specification left 7 June 1906. Accepted 7 March 1907.
13. Marconi G. Syntonic wireless telegraphy. Electrician, 1901, v.47, p. 172-174, 211-213.
14. Marconi G. and Marconi's Wireless. Telegraph Co. Improvements in apparatus for wireless telegraphy. Brit. pat. № 7777. Date of application 26 Apr. 1900. Complete specification left 25 Feb. 1901. Accepted 13 Apr. 1901.
15. Stone J. Improvements in systems for wireless telegraphy. Brit. pat. № 4123. Date claimed for patent in the U. S. 27 Feb. 1906. Date of application in the U. K. 19 Feb. 1907. Accepted 19 Feb. 1908.
16. Frank1in C.S. and Marconi's Wireless Telehraph Co. Brit. pat. № 12690, 1907.
17. Lodge O. J., Muirhead A. and Robinson E.E. Improvements in and relating to coherers. Brit. pat. № 13521. Date of application 14 June 1902.Complete specification left 16 March 1903. Accepted 13 June 1903.

18. Marconi G. and Marconi's wirelles telegraph Co. Improvements in receivers suitable for wirelless telegraphy. Brit. pat. N% 10245. Date of applications 3 May 1902. Complete specification left 2 Febr. 1903. Accepted 5 March 1903.
19. De Forest's wireless telegraph Co. N. Y. Brit. pat. № 10452, 1902.
20. Шапошников И. Самодельный приемник с диапазоном волн от 330 до 1500м. "Радиолюбитель", 1924, № 7.
21. Болтунов А. Приемник Электротреста типа ЛДВ-5. "Радиолюбитель", 1925, январь. N% 8.
22. Pedersen P.O. Improvements in receivers for wireless telegraphy. Brit. pat. № 14792. Date of application 28 June 1906. Accepted 21 March 1907.
23. Poulsen V. Improvements relating to wireless telegraphy. Brit. pat. № 4799. Date of application 27 Feb. 1907. Accepted 12 Sept. 1907.
24. Fessenden R. A. Enipfanger fur drahtlose Telegraphic. Deutsch, Pat. № 207329. Patentiert 4 Juli 1905. Ausg. 19 Feb. 1909.
25. Blake G.G. History of radio telegraphy and telephony. London, 1928.
26. Fleming J. A. Improvements in instruments for detecting and measuring alternating electric currents. Brit. pat. № 24850. Date of application 16 Nov. 1904. Complete specification left, 15 Aug. 1905. Accepted 21 Sept. 1905.
27. Lieben R., Reisz E. und Strauss S. Relais fur induzierende Strome. Deutsch. pat. № 249142. Patentiert 20 Dez. 1910. Ausg. 12 Juli 1912.
28. De Forest L. U. S. pat. N% 879532. Filed 29 Jan. 1907. Publ. 18 Feb. 1908.
29. Armstrong E.H. Wireless receiving system. U. S. pat. N% 1113149. Filed 29 Oct. 1913. Publ. 6 Oct. 1914.
30. De Forest L. Brit. pat. № 3950. Conventional date 12 March 1914.
31. Franklin C. S. and Marconi's Wireless Telegraph Co. Improvements in receivers for use in wireless telegraphy and telephony. Brit. pat. № 13636. Date of application. 12 June 1913. Complete specification left 12 Jan. 1914. Accepted 11 June 1914.
32. Round H.J. and Marconi's Wireless Telegraph Co. Improvements in receivers for use in wireless telegraphy. Brit. pat. № 28413. Date of application 9 Dec. 1913. Complete specification left 8 July 1914. Accepted 9 Dec. 1914.
33. Arco G. und MeissnerA. Gesellschaft fur drahfclose Telegraphic. Deutsch. Pat. № 290256. Patentiert 16 Juli 1913. Ausg. 17 Juni 1919.
34. Мандельштам Л.И., Папалекси Н.Д. Регенеративный приемник. Патент N% 490, заявлен 16 марта 1923 г., опубликован 31 июля 1925 г.
35. Минц А.Л., Куксенко П.Н. Регенеративный радиоприемник. Патент N% 735, заявлен 30 января 1923 г., опубликован 31 октября 1925 г.
36. Armstrong E.H. Improvements in or relating to wireless signalling systems. Brit. pat. № 182135. Convention date (U.S.), 27 June 1921. Application date (U.K.), 26 June 1922. Complete accepted 26 Sept. 1923.
37. Конашинскии Д.А. Радиоприем и радиоприемные устройства. "Радиобиблиотека", в. 6 и 9. М., 1925.
38. Thompson W. Ph. A receiving arrangement for use in wireless telegraphy and telephony. Brit. pat. № 8821. Date of application 15 Apr. 1913. Accepted 2 Oct. 1913.

39. Scott-Taggart J. Improvements in and relating to wireless receiving apparatus and the like. Brit. pat. Ns 243039. Application date 18 June 1924. Complete accepted 18 Nov. 1925.
40. Куксенко П.Н. Усилитель двойного действия с одновременным усилением высокой и низкой частоты. Пат. № 916, заявлен 17 ноября 1923, опубликован 30 января 1926.
41. Schottky. Siemens und Halske Akt-Ges. Empfangsanordnong fur elektrische Wellensignale. Deutsch. Pat. № 368937. Patentiert 19 Juni 1918. Ausg. 12 Feb. 1923.
42. Armstrong E. H. Methode de reception d'oscillations de haute frequence Brevet d'invention francaise № 501, 511. Demande 30 dec. 1918. Publ. 16 avr. 1920.
43. Hazeltine Corporation. Brit. pat. № 229625. Application date 13 Sept. 1924.
44. Аралов Г.И. Схемы и данные СИ-235. М., 1936.
45. Лаборатория "Радиофронта". Стройте РФ-1. "Радиофронт", 1934, V 9- 10.
46. Лосев О. В. Способ генерирования незатухающих колебаний. Патент № 996, заявлено 21 февраля 1922, опубликовано 27 февраля 1926.
47. Памятники науки и техники в музеях России: Альбом.-М.: Государственный политехнический музей изд. Знание, 1992.
48. Трохименко Я.К. Радиоприемные устройства на транзисторах. 3-е изд., испр. и доп. - Киев: Техніка, 1966.-438с., ил.
49. Очерки истории радиотехники.- М.: Издательство АН СССР, 1960.-448с.
50. ФедоровЯ. А. (ред.). Полупроводниковые приборы и их применение. Сб. статей, в. I и II. М., 1956-1957.
51. Гальвани Л. Трактат о силах электричества при мышечном движении. В кн. Гальвани Л. и Вольта А. "Избранные работы о животном электричестве". М.-Л., 1937.
52. Герц Г. Р. О весьма быстрых электрических колебаниях. С. М. Рытов. "Из предыстории радио". Сб. статей под ред. Л.И. Мандельштама. М.-Л., 1948, стр. 131-148.
53.. Берг А. И. (ред.). Изобретение радио А. С. Поповым. Сб. документов и материалов. М.-Л., 1945.
54. Прис В. Передача сигналов на расстояние без проводов. С. М. Рытов. "Из предыстории радио". Сб. статей под ред. Л. И. Мандельштама. М.- Л., 1948,стр. 459-465.
55. Ценнек. Руководство по беспроволочной телеграфии. Пер. с нем. СПб., 1913.
56. Головин Г.И., Карлина Р. П. (состав.). А. С. Попов. Сб. документов под ред. М.А.Шателена, И.Г.Кляцкина, В.В.Данилевского. Л., 1945.
57. Трохименко Я.К. Радиоприемные устройства на транзисторах. – 5-е изд., испр. и доп. – Киев: Техника, 1972. – 352 с.

Ресурсы Интернет по истории развития техники радиоприема

http://oldradio.onego.ru
Виртуальный музей старого радио

http://meri.yurope.com/org/tesla/
Nikola Tesla Museum. Представлен материал музея Н.Теслы в Белграде.

http://www.radiomuseum.ur.ru
Музей радио им. А.С.Попова

http://www.radio.cn.ua/radio/uy5xe/istsh.html
Статья "История классических схем радиотехники"

http://www.qrz.ru/articles/detail.phtml?id=63
Статья "Летопись отечественной радиотехники и радиовещания"

Лекция 2

Радиоприемное устройство – составная часть радиосистемы

Основные положения

Техническую систему, в которой основные операции выполняются радиоэлектронными средствами называют **радиосистемой (РС)**

Составные части радиосистемы: РПДУ, РПУ, АФУ, ЭВМ и т.д.

РС по информационному назначению можно разделить на несколько типов:

1. РС передачи информации (РСПИ)
2. РС извлечения информации (РСИИ)
3. РС противодействия (РСПр)

К первому типу относят РС для передачи информации из одного пункта в другой. Форма информации может быть различной: речь, музыка, оптическое изображение, телеметрия, давление, вибрация и т.д. (рис.2.1)

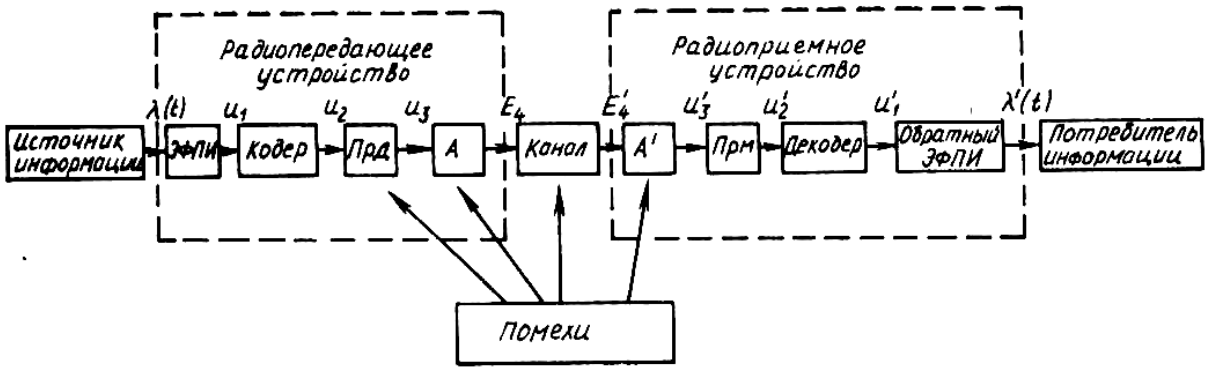


Рис. 2.1 – Функциональная схема радиосистемы передачи информации [5]: ЭФПИ – электрофизический преобразователь информации; ПРД – радиопередающее устройство; А – передающая антенна; А′ – приемная антенна; ПРМ – приемник

Ко второму типу относят РС в которых информация при излучении ЭМВ не передается, а образуется в результате облучения исследуемого объекта. Источником информации является отраженный от объекта сигнал.

Существуют две схемы устройства таких РС:

Однопозиционные (РПДУ и РПУ в одном месте)

Двухпозиционные (РПДУ и РПУ пространственно разнесены) (рис. 2.2 и 2.3)

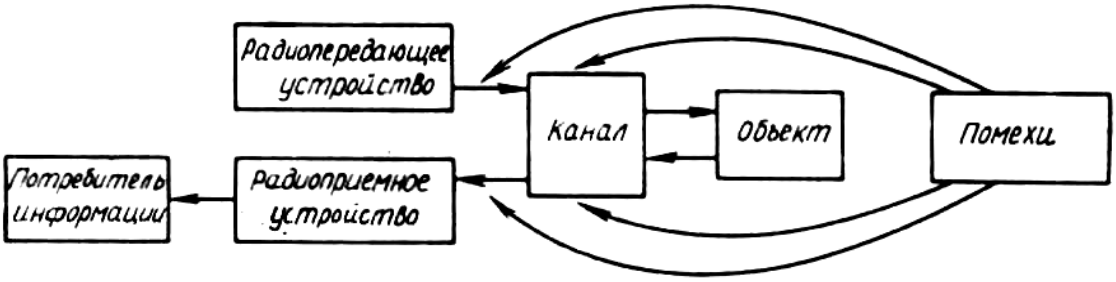


Рис. 2.2 – Функциональная схема системы радиолокации при однопозиционном размещении передатчика и приемника [5]

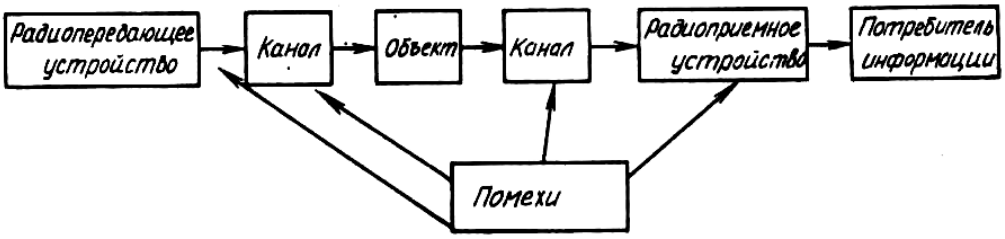


Рис. 2.3 – Функциональная схема системы радиолокации при двухпозиционном размещении передатчика и приемника [5]

Пассивные РСИИ – это системы, в которых используются некоторые физические процессы в источниках, приводящие к возникновению ЭМВ. (рис. 2.4)

Рис. 2.4 – Функциональная схема системы извлечения информации, использующей собственное радиоизлучение объектов (пассивная радиолокация) [5]

В третьем типе РС РПУ используется для извлечения информации из системы ПИ и наложении на передаваемое сообщение умышленных помех (рис.2.5)

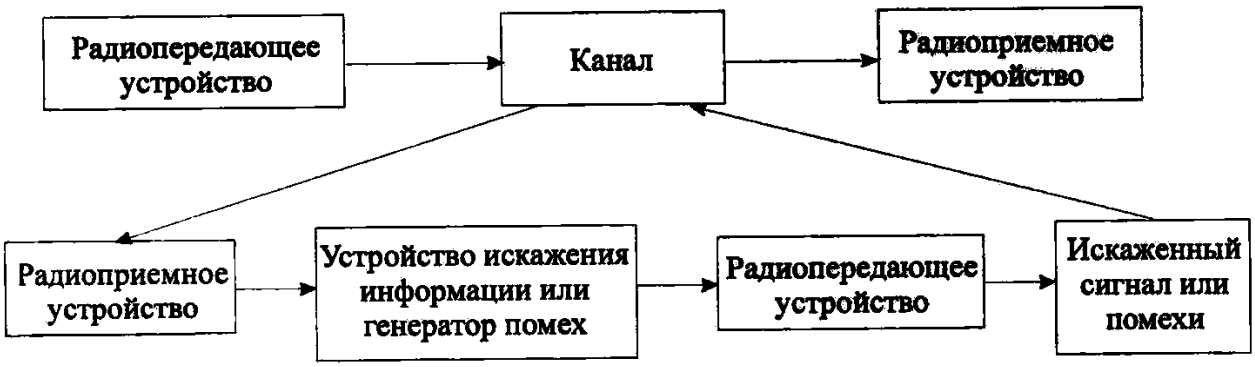


Рис. 2.5 – Функциональная схема радиосистемы разрушения информации (радиопротиводействия)

Разновидностью РСПИ является система радиовещания при числе потребителей N во много раз превышающем количество радиостанций M. (рис. 2.6)

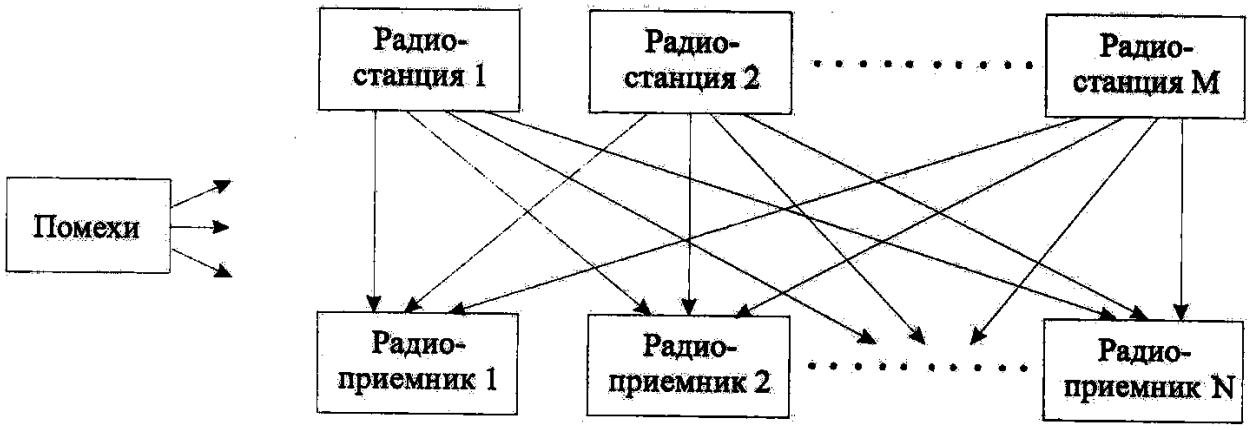


Рис. 2.6 – Функциональная схема системы радиовещания (N >> M)

Радиоприемным устройством называют систему узлов и блоков с помощью которых выполняются следующие операции:

1) Преобразование ЭМ поля сигнала в электрический сигнал и обеспечение пространственной и поляризационной избирательности полезного сигнала при помощи приемной антенны.

2) Выделение полезных радиосигналов из совокупности других (мешающих) сигналов и помех, действующих на входе приемной антенны и не совпадающих по частоте с полезным сигналом. Эта операция называется фильтрацией по частоте и осуществляется частотно-избирательным устройством.

3) Усиление принимаемых сигналов с целью обеспечения качественной работы демодулятора, декодера, схем защиты РПУ от помех и обратного ЭФПИ.

4) Демодуляция принятого сигнала с целью выделения информации содержащейся в полезном радиосигнале.

5) Обработка принимаемых сигналов с целью ослабления мешающего воздействия помех искусственного и естественного происхождения. Предусматривается введение в РПУ средств защиты от помех и эффективную обработку сигналов при которой достигается наилучшее обнаружение сигналов или оценка принятой информации по какому-либо критерию оптимальности в соответствии с целевым содержанием решаемой задачи.

Структурные схемы радиоприемных устройств

Все схемы РПУ можно разделить на несколько типов:

1) РПУ без преобразования частоты.
К ним относят:
- Приемники прямого усиления (рис.2.8), в т.ч. детекторные (рис. 2.7);
- Приемники, использующие **рефлексную схему** (рис. 2.9);
- РПУ работающие с использованием эффекта положительной обратной связи – **регенерации** (рис. 2.10 и 2.11);
- РПУ **сверхрегенеративного** типа (рис. 2.12)

2) РПУ с преобразованием несущей частоты радиосигнала в промежуточную частоту.
К ним относят:

- РПУ **супергетеродинного типа** (супергетеродины) с одним и более преобразованием частоты; **инфрадинные** приемники, в которых значение ПЧ выше несушей частоты сигнала (рис. 2.18 и 2.20).
- РПУ **прямого преобразования частоты**, в которых несущая частота радиосигнала с ОБП преобразуется в смесителе в ПЧ, лежащую в диапазоне НЧ (нулевая ПЧ) (рис. 2.14).

Структурные схемы ПРУ супергетеродинного типа различного назначения представлены на рисунках 2.15 - 2.18 и 2.15 - 2.24.

При изучении принципиальных схем супергетеродинных РПУ необходимо обращать внимание на то, что «простые» схемы РПУ могут иметь каскады с регенерацией.

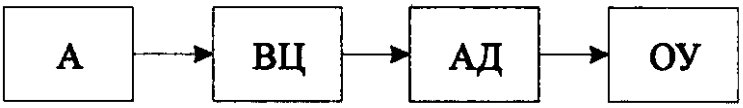


Рис. 2.7 – Структурная схема детекторного РПУ с амплитудной модуляцией (схема О-V-О): А – антенна; ВЦ – входная цепь; АД – амплитудный детектор; ОУ – оконечное устройство

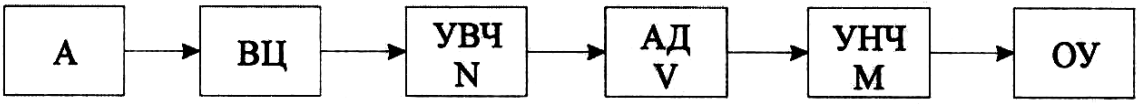


Рис. 2.8 – Структурная схема РПУ прямого усиления с амплитудной модуляцией (схема N-V-M, где N – число каскадов усиления высокой частоты (УВЧ); V – детектор; M – число каскадов усиления низкой частоты (УНЧ))

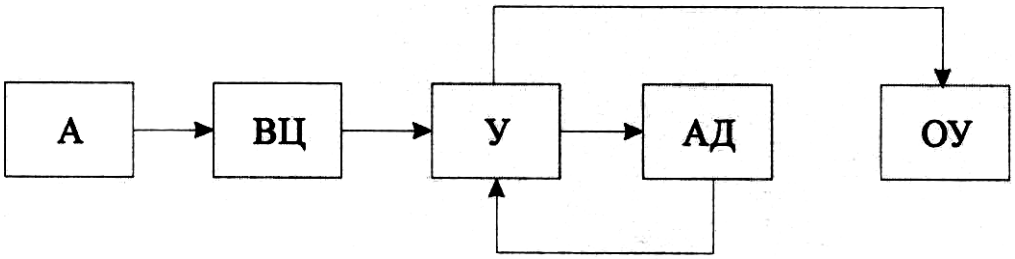


Рис. 2.9 – Структурная схема РПУ рефлексного типа: У – усилитель, который используется для усиления высокой и низкой частоты одновременно

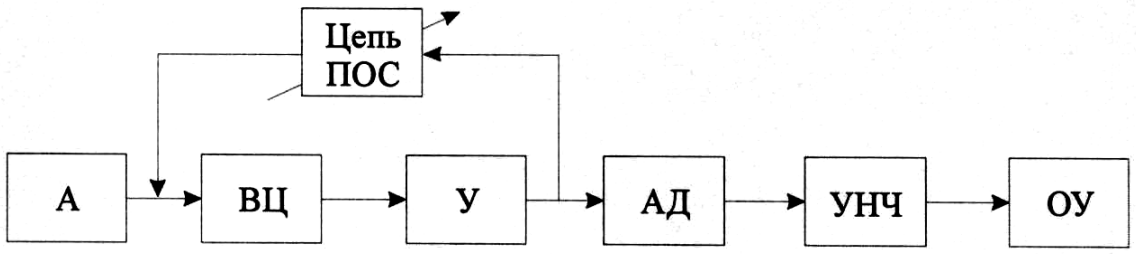


Рис. 2.10 – Структурная схема РПУ с регенеративным усилителем:
ПОС – положительная обратная связь

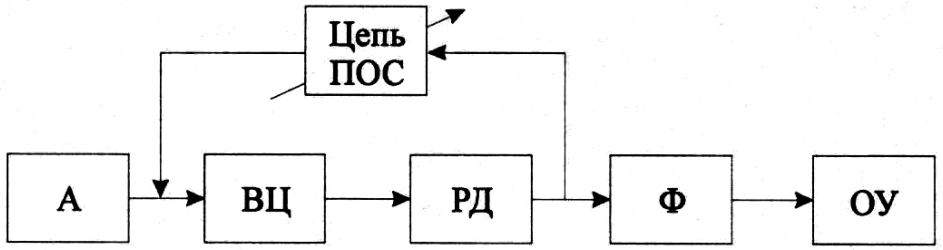


Рис. 2.11 – Структурная схема РПУ с регенеративным
детектором (РД): Ф – фильтр

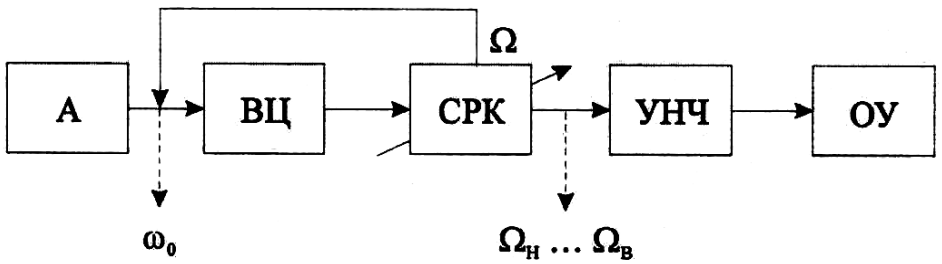


Рис. 2.12 – Структурная схема сверхрегенеративного РПУ:
СРК – сверхрегенеративный каскад, величина ПОС которого
периодически меняется с частотой Ω;
$\Omega_В < \Omega < \omega_0$, где $\Omega_Н$ – нижняя частота модуляции;
$\Omega_В$ – верхняя частота модуляции; ω_0 – частота несущей.

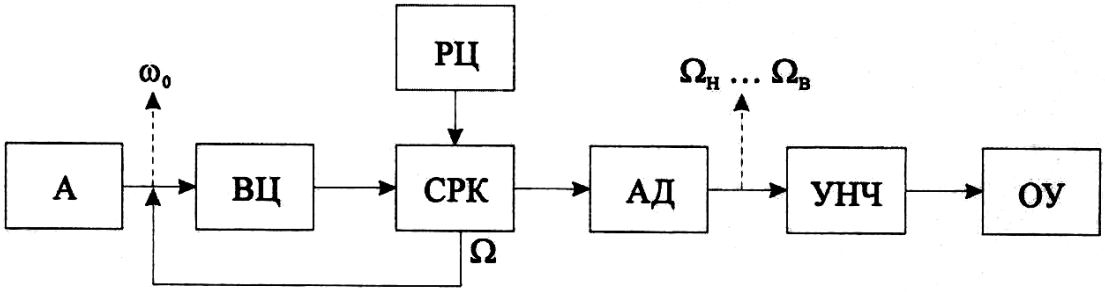


Рис. 2.13 – Структурная схема сверхрегенеративного РПУ:
РЦ – регулирующая цепь; СРК – сверхрегенеративный каскад

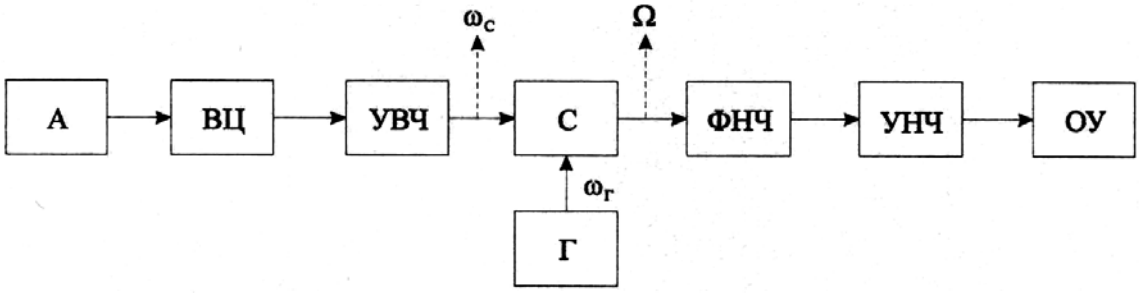


Рис. 2.14 – Структурная схема РПУ прямого преобразования частоты с однополосной модуляцией (ОМ): С – смеситель; Г – гетеродин; ФНЧ – фильтр нижних частот; $\omega_C = \omega_0 + \Omega$, $\omega_Г = \omega_0$, где ω_0 – несущая частота

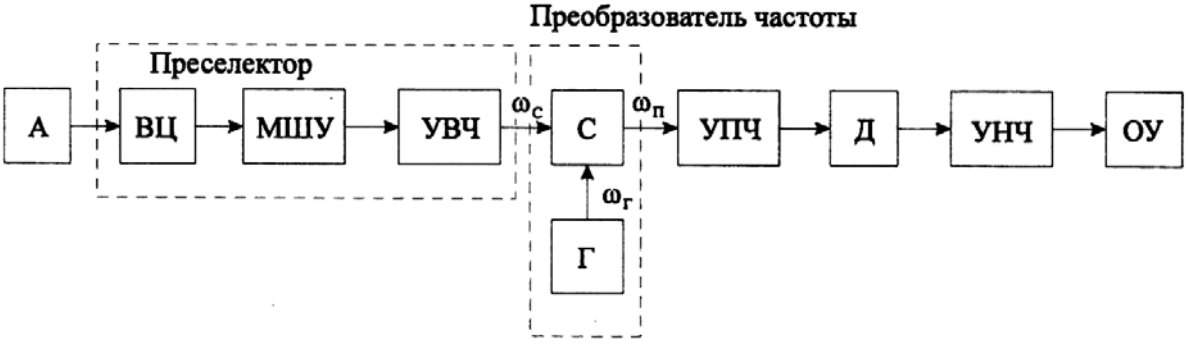


Рис. 2.15 – Структурная схема РПУ супергетеродинного типа с одним преобразованием частоты [5]: МШУ – малошумящий усилитель; С – смеситель; Г – гетеродин; УПЧ – усилитель промежуточной частоты ($\omega_П$); Д – демодулятор; УНЧ – усилитель низкой частоты

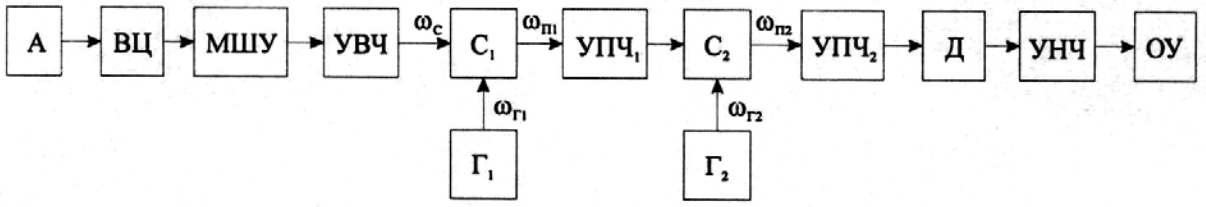


Рис. 2.16 – Структурная схема РПУ с двойным преобразованием частоты: $С_1$, $С_2$ – 1-й и 2-й смесители; $Г_1$, $Г_2$ – 1-й и 2-й гетеродины; $УПЧ_1$ и $УПЧ_2$ – 1-й и 2-й усилители промежуточных частот ($\omega_{П1}$ и $\omega_{П2}$)

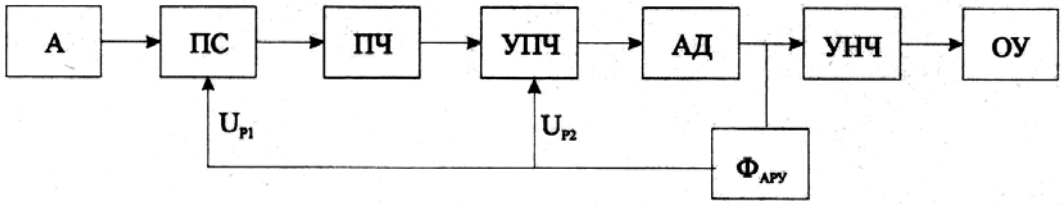


Рис. 2.17 – Структурная схема РПУ супергетеродинного типа с амплитудной модуляцией с системой автоматической регулировки усиления (АРУ): $Ф_{АРУ}$ – фильтр АРУ; ПС – преселектор; ПЧ – преобразователь частоты; АД – амплитудный детектор

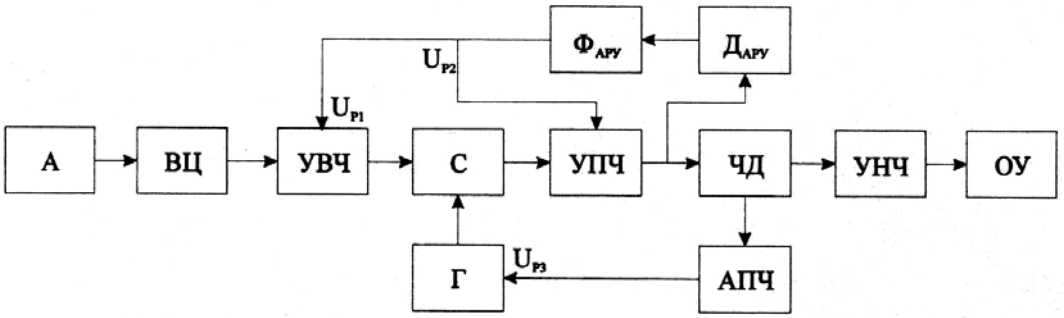


Рис. 2.18 – Структурная схема РПУ супергетеродинного типа с частотной модуляцией с системой автоматической регулировки усиления (АРУ) и автоподстройкой частоты гетеродина (АПЧ): ЧД – частотный детектор; $Д_{АРУ}$ – детектор АРУ; $Ф_{АРУ}$ – фильтр АРУ; АПЧ – цепь автоподстройки частоты

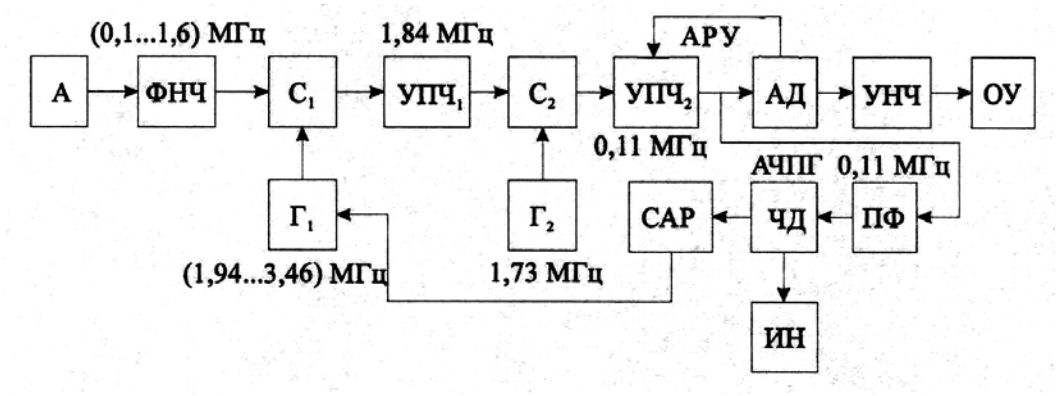


Рис. 2.19 – Структурная схема инфрадинного приемника для диапазона (0,1–1,6) МГц с амплитудной модуляцией [60]: Входная цепь – фильтр нижних частот (ФНЧ); $Г_1$ – первый гетеродин с электронной настройкой;САР – система автоматического регулирования; ИН индикатор настройки; ЧД – частотный детектор автоподстройки частоты гетеродина

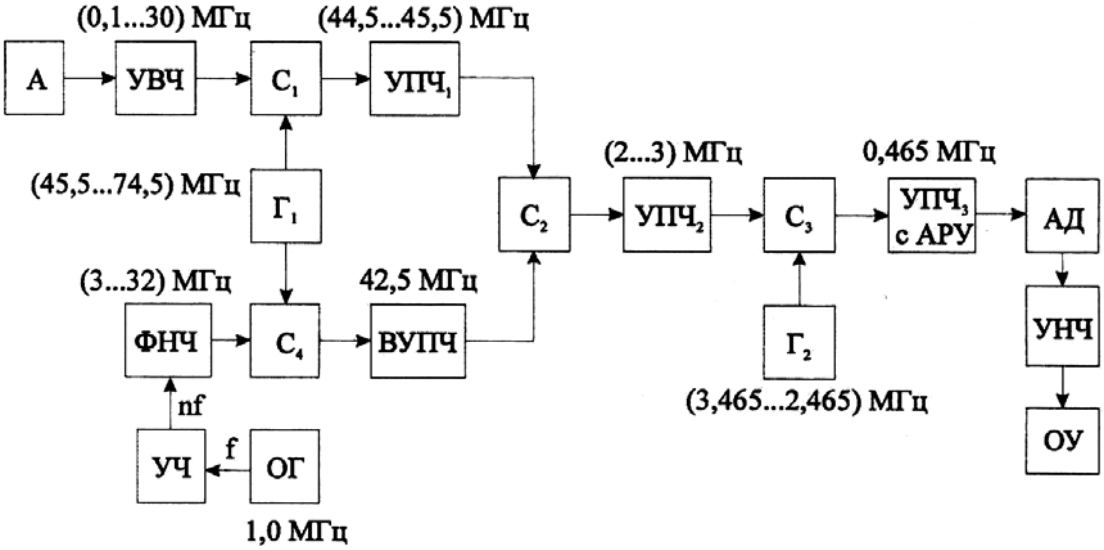


Рис. 2.20 – Структурная схема инфрадинного РПУ с АМ
для диапазона (0,1–30) МГц, обеспечивающего точность настройки 5 кГц [60]:
ВУПЧ – вспомогательный усилитель промежуточной частоты;
ОГ – опорный кварцевый генератор; УЧ – умножитель частоты

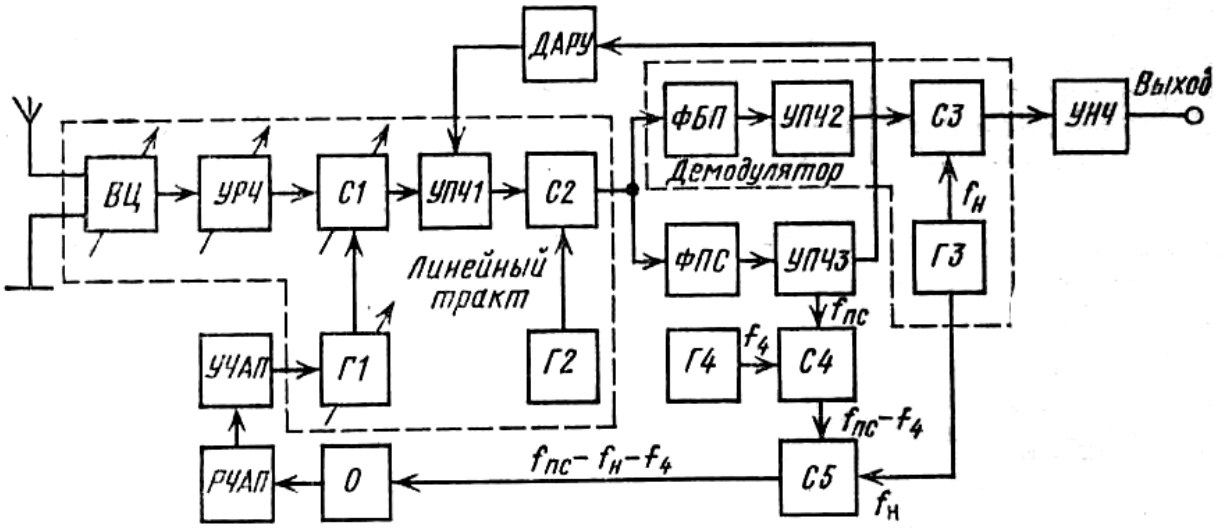


Рис. 2.21 – Структурная схема РПУ непрерывных однополосных АМ сигналов [27]: ФПС – фильтр пилот-сигнала; ФБП – фильтр боковой полосы; РЧАП – различитель системы частотной автоподстройки; УЧАП – управитель системы частотной автоподстройки; О – ограничитель; Г3 – генератор несущей $f_Н$; Г4 – стабильный гетеродин; $f_{ПС}$ – частота пилот-сигнала;
ДАРУ – детектор АРУ

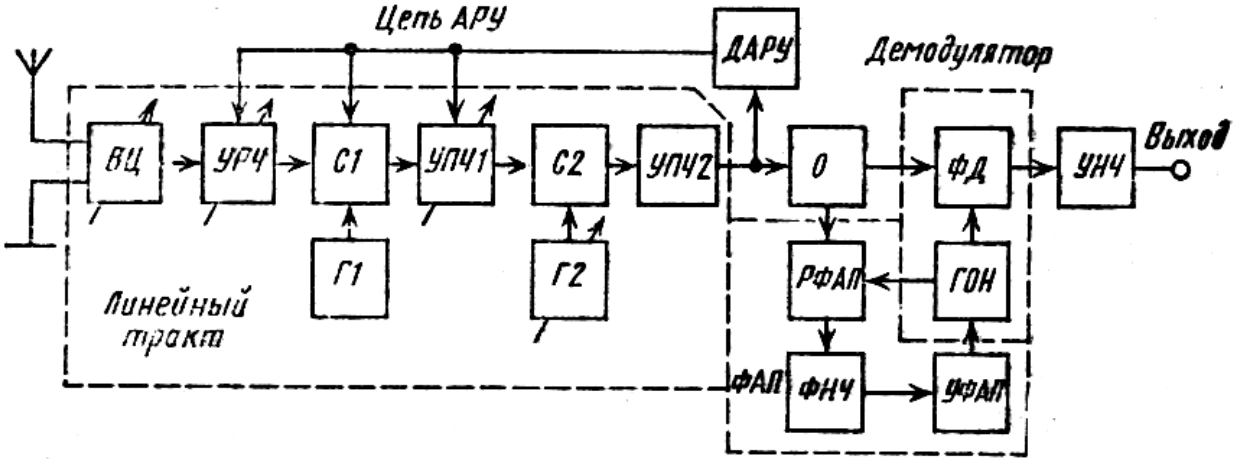


Рис. 2.22 – Структурная схема РПУ непрерывных сигналов с фазовой модуляцией [27]:
ФД – фазовый детектор;
ГОН – генератор опорного напряжения;
О – ограничитель; РФАП – различитель системы фазовой автоподстройки;
УФАП – управитель системы фазовой автоподстройки;
ФНЧ – фильтр нижних частот

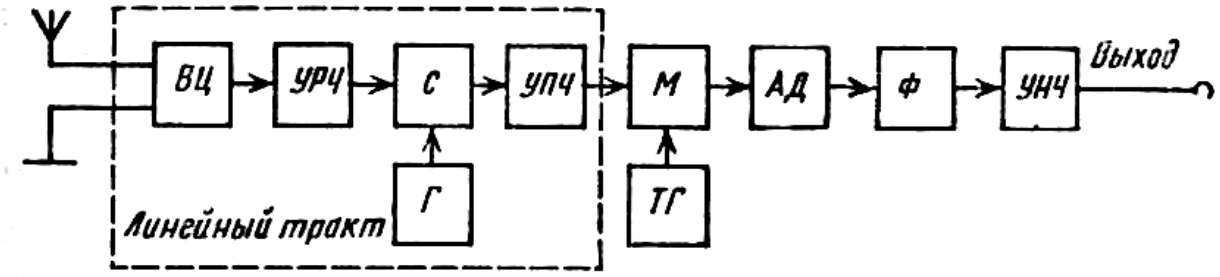


Рис. 2.23 – Структурная схема РПУ телеграфных сигналов [27]:
Излучение А1А с тональным модулятором:
М – тональный модулятор;
ТГ – тональный гетеродин;
Ф – тональный фильтр

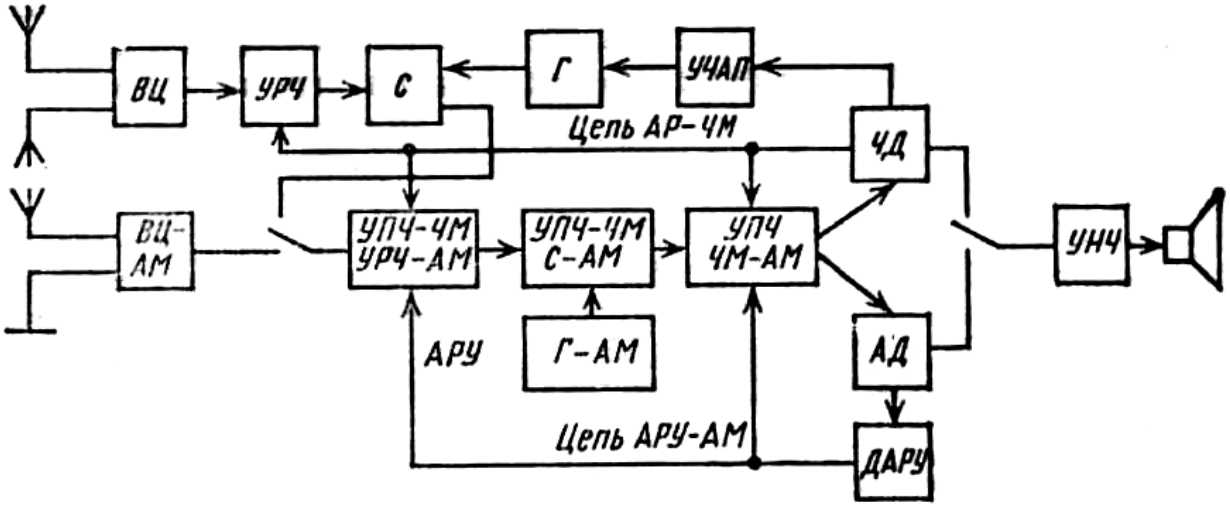


Рис. 2.24 – Типовая структурная схема радиовещательного
приемника I – II классов [27]:
ВЦ – входная цепь ЧМ;
ВЦ-АМ – входная цепь АМ;
УПЧ-ЧМ, УРЧ-АМ – блок, выполняющий функции усилителя промежуточной частоты для ЧМ и УРЧ для сигналов с АМ;
УПЧ-ЧМ, С-АМ – блок, выполняющий функции УПЧ для ЧМ и смесителя для сигналов с АМ;
Г-АМ – гетеродин для сигналов с АМ;
УПЧ ЧМ-АМ – совместный усилитель промежуточной частоты;
ЧД – частотный детектор;
АД – амплитудный детектор;
ДАРУ – детектор АРУ;
УЧАП – управитель системы частотной автоподстройки

Каналы приема в супергетеродинном приемнике

На выходе смесителя присутствуют частоты:

- f_C - частота сигнала и ее гармоники;
- $f_Г$ - частота гетеродина и ее гармоники;
- $f_{КОМБ} = |nf_Г - mf_C|$, n, m – целые числа - комбинационные частоты.

В качестве промежуточной выберем $f_{ПЧ} = f_Г - f_C$

Преобразователь частоты должен быть линейным для сигнала. В процессе работы происходит перенос спектра сигнала $S(f_C)$ в область промежуточной частоты без нарушения амплитудных и фазовых соотношений его составляющих.

Промежуточная частота $f_{ПЧ}$ всегда фиксирована!

При перестройке по диапазону одновременно перестраиваются резонансные системы преселектора (ВЦ и УВЧ) и гетеродина, до тех пор, пока не образуется $f_{ПЧ}$.

УПЧ не перестраивается по частоте, что позволяет получить высокую частотную избирательность при неизменной полосе пропускания и позволяет реализовать оптимальную фильтрацию от помех.

В СГП помимо основного канала существуют:

Соседние каналы приема; (в РПУ прямого усиления они тоже существуют)

Зеркальный канал приема;

Комбинационный канал приема;

Интермодуляционный канал приема;

Канал прямого прохождения сигнала.

Соседние каналы приема.

Каналы приема, примыкающие к f_C, образуются из-за недостаточной избирательности преселектора и создают в ПЧ сигналы на частотах

$f'_{ПЧ} = f_Г - f_{СК}$ близкие к $f_{ПЧ}$ и попадающие в полосу пропускания УПЧ.

Способ борьбы – повышение избирательности УПЧ. (Сужение полосы пропускания УПЧ, повышение стабильности АЧХ УПЧ).

Зеркальный канал приема образуется помехой на частоте

$$f_{ЗК} = f_Г + f_{ПЧ} = f_С + 2f_{ПЧ}.$$

Если эта частота входит в полосу пропускания преселектора, то в ПЧ образуется частота

$f_{ПЧ} = |f_Г - f_{ЗК}|$, такая же, как и от полезного сигнала

$$f_{ПЧ} = f_Г - f_С ,$$

т.е. происходит наложение спектра полезного сигнала и спектра помехи.

Ослабить ЗК можно двумя способами:

- Повышать избирательность преселектора;
- Увеличивать значение $f_{ПЧ}$, что позволяет лучше отфильтровывать ее в преселекторе. Однако это приводит к усложнению фильтрующих звеньев УПЧ, сопряженных со спектром сигнала.

Для устранения помех одновременно по ЗК и СК используют многократное преобразование частоты.

$$f_{ПЧ1} = f_{Г1} - f_С \qquad f_{ПЧ2} = f_{Г2} - f_{ПЧ1} \ldots$$

Комбинационный канал образуется взаимодействием комбинационных частот гетеродина и сигнала

$f_{КОМБ} = |nf_Г - mf_С|$, при $n, m > 1$.

При этом образуются частоты, близкие $f_{ПЧ}$, т.е. входящие в полосу пропускания УПЧ. В демодуляторе образуется биения между $f_{КОМБ}$ и $f_{ПЧ}$

$$|f_{КОМБ} - f_{ПЧ}|.$$

Если они попадают в полосу пропускания УНЧ, то становятся помехой, воспроизводимой оконечным устройством (ОУ).

Устранение – снижение гармоник гетеродина и сигнала, путем выбора режима работы смесителя.

Интермодуляционный канал приема возникает при прохождении через преселектор 2-х и более помех на частотах f_1, $f_2, \ldots,$ f_n, которые в смесителе образуют сигналы с комбинационными частотами

$n_1 f_1 \pm n_2 f_2 \pm ... \pm n_n f_n$, где $n_1, n_2, ... n_n$ - целые числа.

Если какая-либо частота или несколько частот попадает в полосу УПЧ, то создается интермодуляционный канал приема.

Уменьшение влияния:

- Улучшение частотной избирательности преселектора;
- Уменьшение усиления УРЧ.

Канал прямого прохождения – помеха с частотой равной $f_{ПЧ}$. Она проходит без преобразования в канал УПЧ.

Устранение:

- Режекторный фильтр на входе РПУ с частотой режекции равной $f_{ПЧ}$.
- - Использование стандартных значений $f_{ПЧ}$.

При проектировании СГП побочные каналы могут быть практически устранены правильным выбором режимов преобразователя, $f_{ПЧ}$, частотной избирательности преселектора и УПЧ.

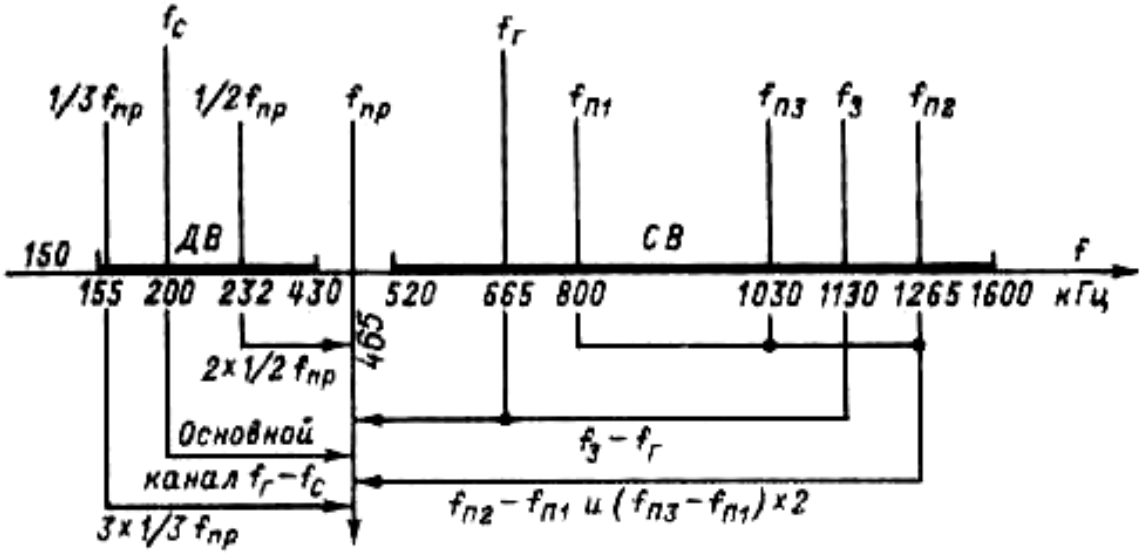


Рис. 2.25 – Образование каналов приема в супергетеродинном РПУ [60]:
f_C = 200 кГц – частота основного канала;
$f_Г$ = 665 кГц – частота гетеродина;
$f_{ПР}$ = 465 кГц – промежуточная частота;
$f_З$ = 1130 – частота зеркального канала;
$f_{П1}$ = 800 кГц; $f_{П2}$ = 1265 кГц;
$f_{П3}$ = 1032,5 кГц – частоты помех;

Основные характеристики РПУ

Качественные показатели РПУ определяются рядом характеристик:

- Электрическими;
- Конструктивно-эксплуатационными;
- Экономическими.

Электрические характеристики РПУ

Чувствительность

Под чувствительностью понимают способность принимать слабые сигналы. Чувствительность определяется минимально необходимой мощностью в антенне (или эквиваленте), при которых обеспечивается нормальное функционирование оконечного устройства при заданном отношении $\frac{P_C}{P_{Ш_ВНУТР}}$.

Поскольку шум создается как внутренними, так и внешними источниками, то вводят понятие эффективной чувствительности – способности РПУ принимать слабые сигналы с заданным качеством $\left(\frac{C}{Ш}\right)$ и вероятностью приема в условиях воздействия всего ансамбля помех.

Избирательность

Способность РПУ выделять полезный сигнал и ослаблять действие помех. Избирательность достигается с помощью различных способов избирательности:

- Частотной;
- Временной;
- Пространственной;
- Поляризационной и т.д.

Частотная избирательность реализуется с помощью резонансных цепей и фильтров. Характеризуется нормированной АЧХ трактов радиочастоты $\gamma(f_C)$ и промежуточной частоты $\gamma(f_{ПЧ})$:

$$\gamma(f) = \frac{K(f)}{K_0} = \gamma(f_C) \cdot \gamma(f_{ПЧ}),$$

где $K(f)$- модуль коэффициента передачи трактов на произвольной частоте;

K_0- модуль коэффициента передачи трактов на f_C или $f_{ПЧ}$

$\gamma(f)$ определяется произведением нормированных АЧХ преселектора и УПЧ.

Количественно избирательность определяется величиной, обратной $\gamma(f)$.

$$\sigma = \frac{K_0}{K(f)}.$$

Допустимой неравномерности коэффициента передачи соответствует полоса пропускания на уровнях $2П_{\gamma=0.5}$ и $\sqrt{2}П_{\gamma=0.707}$.

Зная $K(f)$ на любых побочных каналах, можно определить избирательность по этим каналам.

Реальная избирательность зависит от нелинейных явлений в каскадах. Поэтому вводят понятие эффективной частотной избирательности .

Эффективная частотная избирательность – способность РПУ различать полезный сигнал и помехи, уровни которых таковы, что они создают нелинейные эффекты при одновременном действии полезного и мешающего сигналов.

Нелинейные эффекты обусловлены нелинейностью ВАХ при больших уровнях сигнала или помехи. Нелинейные эффекты вызывают следующие явления:

Сжатие амплитуды – нарушение линейности между амплитудами сигналов на входе и выходе каскада. Происходит при больших сигналах. Характеризуется коэффициентом сжатия

$$K_{СЖ} = \frac{\Delta S_{СР}}{S},$$

где $\Delta S_{СР}$ - изменение средней за период действия сигнала крутизны прибора;
S - крутизна в рабочей точке.

Общий коэффициент сжатия многокаскадной схемы определяется как сумма коэффициентов сжатия отдельных каскадов.

Блокирование сигнала

Изменение коэффициента передачи приемного тракта при действии мешающих сигналов, частоты которых отличаются от частот основного и побочных каналов. Чаще всего приводит к уменьшению коэффициента усиления, что приводит к уменьшению $\frac{С}{Ш}$, или снижает чувствительность. Оценивается

$$K_{БЛ} = \frac{A_{СП}}{A_C},$$

где $A_{СП}$ - амплитуда сигнала, обусловленная воздействием помех,

A_C - амплитуда сигнала при отсутствии помех.

Общий коэффициент блокирования многокаскадной схемы определяется как сумма коэффициентов блокирования отдельных каскадов.

Перекрестные искажения – проявляются в результате переноса модуляции с мешающего внеполосного сигнала на полезный сигнал. Могут возникнуть в случае прохождения полезного сигнала через параметрический каскад, передаточная функция которого изменяется по закону сильного внеполосного сигнала. При изменении $|K(j\omega,t)|$ в такт с мешающим сигналом возникает амплитудная перекрестная модуляция, а при изменении $\varphi(\omega,t)$- угловая перекрестная модуляция.

Количественно этот вид искажений оценивается коэффициентом перекрестных искажений

$$K_{ПРКРСТН} = \frac{\sqrt{A_{П1}^2 + A_{П2}^2 + ... + A_{ПN}^2}}{A_C},$$

где $A_{ПN}$ - амплитудный спектр составляющих, образовавшихся после детектирования вследствие перекрестной модуляции;

A_C - амплитудный спектр составляющих полезного сигнала после детектора.

Интермодуляция

Взаимная модуляция между помеховыми внеполосными сигналами, а также между внеполосным сигналом и шумом.

Количественно оценивается уровнем составляющих взаимной модуляции на выходе, по отношению к амплитуде одного из одинаковых взаимодействующих сигналов. Определяется как 2-х сигнальный коэффициент нелинейных искажений.

Временная избирательность

Применяется при приеме импульсных сигналов, когда момент прихода сигнала известен достаточно точно, и это позволяет блокировать РПУ на время излучения сигнала и на время прохождения ЭМВ на нерабочих участках пространства.

Пространственная избирательность

Реализуется при помощи остронаправленных антенн и ФАР.

Поляризационная избирательность

Реализуется при помощи антенн, принимающих ЭМВ определенной поляризации.

Помехоустойчивость

Помехоустойчивость - способность РПУ обеспечивать прием переданной или извлеченной информации с заданной достоверностью при заданных видах сигналов и наличии помех в радиоканале.

Улучшение помехоустойчивости достигается всеми видами избирательности и созданием оптимальных схем РПУ.

Допустимые искажения воспроизводимого сигнала в отсутствии помех

Линейные амплитудно-частотные и фазо-частотные (Ф-Ч) искажения оцениваются допустимой нелинейностью АЧХ сквозного тракта. Ф-Ч искажения заключаются в том, что различные составляющие спектра сигнала при прохождении через РПУ сдвигаются во времени не на одинаковую величину. Оцениваются допустимой нелинейностью ФЧХ РПУ.

Нелинейные искажения проявляются в появлении на выходе дополнительных частот, не содержащихся в исходном сигнале. Оцениваются допустимым коэффициентом нелинейных искажений при заданном коэффициенте модуляции.

Импульсные сигналы оцениваются по искажению фронта, среза, формы, выбросам вершины и т.д.

Электромагнитная совместимость

Под электромагнитной совместимостью понимается обеспечение совместной работы данной аппаратуры с другой аппаратурой, создающей мешающее радиоизлучение.

Допустимые внеполосные излучения аппаратуры определяются ГОСТом и «Регламентом радиосвязи».

ЭМС достигается уменьшением собственных излучений РПУ от гетеродина через антенну, защитой от помех.

Уровень допустимых излучений гетеродинов РПУ нормируется величиной порядка 2нВт.

Динамический диапазон D по основному каналу

D – диапазон граничных значений напряжений полезного сигнала, при которых обеспечивается нормальное качество приема.

Минимальное значение ограничивается входного напряжение ограничивается уровнем собственных шумов, т.е. чувствительностью.

Максимальное напряжение ограничивается уровнем допустимых нелинейных искажений в усилительных и преобразовательных каскадах РПУ из-за нелинейности характеристик электронных приборов при сильных сигналах.

Таким образом, динамический диапазон характеризует границы уровней входных сигналов при которых РПУ линейно в практическом смысле.

D в обычных условиях составляет 90 – 100 дБ. С помощью систем АРУ его можно расширить до 120 дБ. В особых случаях D можно довести до 140 – 160 дБ, но это весьма сложно.

Нелинейные искажения могут возникнуть не только из-за сильного сигнала, но и из-за сильной помехи в соседнем канале. Поэтому вводят понятие D по соседним каналам как отношение максимальной амплитуды помехи в соседнем канале, при которой нелинейные искажения в норме к чувствительности по основному каналу.

Параметры ручных и автоматических регулировок

Регулировки в РПУ:

- Усиления
- Полосы пропускания по ВЧ и НЧ
- Частоты и фазы гетеродина

При ручных регулировках указывается диапазон изменения параметров. Для АРУ определяется максимально допустимое изменение выходного напряжения при заданном динамическом диапазоне напряжений входных сигналов, а также допустимое значение постоянной времени.

К системам АПЧ предъявляются требования по полосе захвата и коэффициенту автоподстройки

$$K_{АПЧ} = \frac{\Delta f_{НАЧ}}{\Delta f_{ОСТ}},$$

где $\Delta f_{НАЧ}$ - начальная расстройка,

$\Delta f_{ОСТ}$ - остаточная расстройка относительно рабочей частоты принимаемого сигнала.

В ФАП предъявляются требования к полосе захвата и полосе удержания и постоянной времени ФАПЧ.

Потребляемая мощность и другие характеристики питания РПУ

При ограниченной мощности источника энергии необходимо задать предельно допустимую мощность, потребляемую РПУ от источника. Важен для портативных устройств и не является критичным для стационарных.

Диапазон рабочих частот

Полоса радиочастот в пределах которой обеспечиваются все другие электрические характеристики РПУ.

Конструктивно-эксплуатационные характеристики РПУ

Надежность

Оценивается средним временем работы без отказов. Зависит от схемы РПУ и надежности элементов, входящих в схему, их режимов работы и количества.

Надежность повышает применение ИС; дублирование и резервирование наименее надежных элементов и блоков.

Стабильность и устойчивость

Оценивается по способности РПУ сохранять свои электрические характеристики в допустимых пределах при изменении воздействий окружающей среды: температуры, давления, механических нагрузок, влажности и т.д. и режимов источника питания.

Масса и габариты

Является одним из основных требований при проектировании аппаратуры для летательных аппаратов. Один из способов уменьшения массы – применение сети 400 Гц для уменьшения магнитопроводов трансформаторов и использование импульсных источников питания.

Ремонтоспособность

Определяется характер устранения неисправностей: замена элементов, блоков или РПУ целиком.

Производственно – экономические характеристики

Стоимость
Сроки разработки
Размер партии
Серийноспособность
Вид технологического процесса
Сроки морального износа
Соответствие мировым стандартам
Степень унификации

Классификация радиоприемных устройств

По назначению

- **Радиовещательные**
  - Звуковые
  - Телевизионные
    - Класс Высший, I, II, III, IV
- **Профессиональные**
  - Радиосвязь
  - Радиолокация
  - Радионавигация
  - Радиотелеметрия
- **Для любительской связи**

По способу построения схемы

- **Прямого усиления**
  - Рефлексные
  - Регенеративные
  - Сверхрегенеративные
- **С преобразованием частоты**
  - Супергетеродинные
  - Инфрадинные
  - Прямого преобразования частоты

По диапазону принимаемых частот

Диапазонные (например ДВ, СВ, КВ, УКВ)
Сканирующие (С очень широким диапазоном без разрывов, например 100кГц – 2.5 ГГц)

<u>По виду принимаемых сигналов</u>

Телефонные
Телеграфные
Телевизионные
Радиолокационные и т.д.

<u>По способу модуляции</u>

АМ
ОБП
ЧМ
ФМ
ИМ
РПУ с несколькими видами модуляции (АМ и ЧМ)
РПУ со всеми стандартными видами модуляции

<u>По степени подвижности объекта</u>

Стационарные
Подвижные
- Корабельные
- Самолетные
- Ракетные
- Танковые
- Автомобильные
- Носимые

<u>По протяженности трассы</u>

Магистральные
Средней протяженности
Малой протяженности

<u>По типу питания</u>

Сетевые
Батарейные и аккумуляторные
Универсальные

Лекция 3

Помехи при радиоприеме

Отношение Сигнал / Шум
Классификация помех радиоприему

В РСПИ или РСИИ входное колебание представляет собой смесь полезного и мешающих сигналов (помех и шумов).

Решая задачу обнаружения, РПУ обрабатывает входное колебание, чтобы выявить присутствие или отсутствие полезного сигнала во входном колебании.

Необходимые соотношения $\frac{P_C}{P_Ш}$ на выходе РПУ для приема различных видов сообщений

Прием на слух в радиотелеграфии	0.5 – 4
Буквопечатающий телеграф	9 – 100
Радиолокация	0.5 – 10
Радиотелефония	3 – 10
Радиовещание	50 – 1000

Классификация помех

Помехи
- **Внутренние**
  - Шумы РПУ
- **Внешние**
  - Естественные
    - Атмосферные (свистящие атмосферики)
    - Космические
    - Неоднородность канала распространения РВ
    - Метеорные
    - Шум Земли
  - Искусственные
    - Промышленные
    - Мешающие радиостанции
    - Дополнительные каналы приема

Внутренние шумы РПУ

Возникают в пассивных элементах РПУ: резисторах, фильтрах, ЛП, и в активных приборах, работа которых связана с переносом управляемых потоков носителей заряда.

Хаотические движения носителей заряда вызывают токи и напряжения, называемые **тепловыми шумами**.

Любой резистор сопротивлением R, с электронной или дырочной проводимостью является источником теплового шума, что на его эквивалентной схеме отражается генератором шумовой ЭДС $e_{Ш}$ соединенного последовательно с R, или генератором шумового тока $i_{Ш}$, соединенного параллельно с проводимостью $\frac{1}{R}$.

$$\bar{e}_{Ш} = 0 \quad \text{и} \quad \bar{i}_{Ш} = 0,$$

т.к. перемещения носителей заряда равновероятны во всех направлениях.

Ширина энергетического спектра тепловых шумов ограничена средней длительностью импульса, обусловленного перемещением носителей заряда.

Практически он очень короткий и энергетический спектр можно считать равномерным до частот порядка $10^{11} - 10^{12}$ Гц.

Энергетические спектры $e_{Ш}$ и $i_{Ш}$ определяются по формуле Найквиста

$$G_{e_{Ш}}(f) = 4kTR,$$

$$G_{i_{Ш}}(f) = 4kT\frac{1}{R},$$

$$\bar{e}_{Ш}^2 = \int_{f_1}^{f_2} G_{e_{Ш}}(f)df = 4kTR\Delta f,$$

$$\bar{i}_{Ш}^2 = \int_{f_1}^{f_2} G_{i_{Ш}}(f)df = 4kT\frac{1}{R}\Delta f,$$

$$k = 1.38 \cdot 10^{-23} \ \frac{Дж}{K},$$

$$\Delta f = f_2 - f_1$$

Шумы колебательных систем

Параллельный колебательный LC контур может быть заменен комплексным сопротивлением $Z = R + jX$.

$R(\xi) = \dfrac{R_Э}{1+\xi^2}$ - активная составляющая Z

$R_Э = \dfrac{\rho}{\delta_Э}$ - эквивалентное сопротивление,

$\rho = \omega_0 L = \dfrac{1}{\omega_0 C}$ - характеристическое сопротивление,

$$\xi = \frac{1}{\delta_Э}\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) \text{ - обобщенная расстройка,} \qquad (3.1)$$

$\delta_Э = \dfrac{1}{Q_Э}$ - эквивалентное затухание,

$\overline{e}_Ш^2 = 4kTR_Э \int\limits_0^\infty \dfrac{df}{1+\xi^2}$ - среднее значение квадрата ЭДС шума,

$\Delta f_{ЭФФ} = \int\limits_0^\infty \dfrac{df}{1+\xi^2}$ - эффективная (шумовая) полоса контура

$$\overline{e}_Ш^2 = 4kTR_Э \Delta f_{ЭФФ},$$

Вблизи f_0 с небольшой погрешностью вместо (3.1) можно записать

$$\xi \approx \frac{2(f - f_0)}{\delta_Э f_0} = \frac{2\Delta f}{\delta_Э f_0},$$

$$\Delta f_{ЭФФ} \approx \int\limits_0^\infty \frac{df}{1 + \left[\dfrac{2(f - f_0)}{\delta_Э f_0}\right]^2} \approx \frac{\pi \delta_Э f_0}{2} \approx 1.57 \Delta f_П,$$

$\delta_Э f_0 = \Delta f_П$ - полоса пропускания по уровню 0.707 .

В общем случае $\Delta f_{ЭФФ} = B\Delta f_{П}$. Для инженерных приложений можно принять $B \approx 1.1$

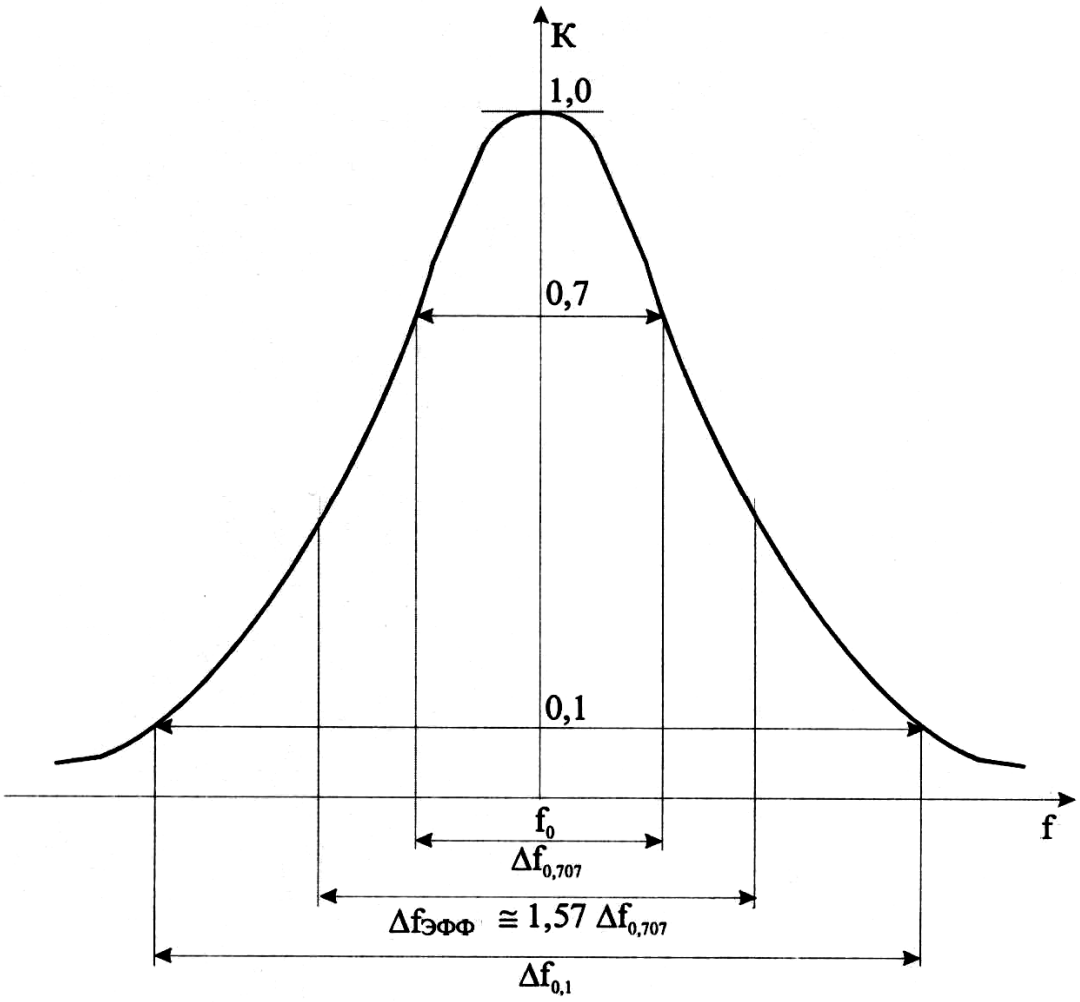


Рис. 3.1 – К вопросу о полосе пропускания колебательного контура [2]: $\Delta f_{0,707}$ – полоса пропускания по уровню 0,707;
$\Delta f_{эфф}$ – эффективная (шумовая) полоса;
$\Delta f_{0,1}$ – полоса пропускания по уровню 0,1

Шумы активных приборов (транзисторов)

В ППП между активной зоной и внешними выводами всегда существует некоторое сопротивление, которое создает **тепловой шум.**

Кроме того каждый p-n переход является источником **дробовых шумов**. Причина дробовых шумов – флуктуация числа носителей заряда, проходящих через переход.

Если принять $\bar{n}$ - число носителей заряда в среднем, то

$$\bar{i} = \bar{n}q\ ,\ q = 1.6 \cdot 10^{-19}\,Кл\,.$$

Равномерная аппроксимация вплоть до частот $10^{10} - 10^{11}\,Гц$, конкретно зависит от режимов работы приборов.

Энергетический спектр в указанной области частот можно выразить формулой Шотки

$$G_{i_Ш_ДР}(f) = 2q\bar{i}\ ,$$

Средний квадрат дробовых шумов

$$\bar{i}^2_{Ш_ДР} = \int_{f_1}^{f_2} G_{i_Ш_ДР}(f)df = 2q\bar{i}\Delta f\ .$$

Ток *p-n* перехода состоит из 2-х составляющих – управляемого тока основных носителей $\bar{i}_{УПР}$ и неуправляемого тока неосновных носителей $\bar{i}_0$ или обратного тока насыщения

$$\bar{i} = \bar{i}_{УПР} - \bar{i}_0 = \bar{i}_0\left(\exp\left(\frac{qE}{kT}\right) - 1\right),$$

где E - управляющее напряжение на переходе.

Эти составляющие флуктуируют независимо. Применяя формулу Шотки к обоим токам, получаем полный средний квадрат дробовых шумов *p-n* перехода

$$\bar{i}^2_{Ш_ДР_p-n} = \bar{i}^2_{Ш_ДР_УПР} + \bar{i}^2_{Ш_ДР_0} = 2q\Delta f\left(\bar{i}_{УПР} + \bar{i}_0\right),$$

т.к. $\bar{i}_{УПР} = \bar{i} - \bar{i}_0$, то

$$\bar{i}^2_{Ш_ДР_p-n} = 2q\left(\bar{i} + 2\bar{i}_0\right)\Delta f$$

При прямом смещении $(E > 0)$ $\bar{i} >> 2\bar{i}_0$ и флуктуациями обратного тока можно пренебречь.
При запертом переходе $\bar{i} \approx -\bar{i}_0$ и шумы перехода определяются флуктуациями обратного тока насыщения.

В транзисторе два перехода. Эмиттерный переход работает при прямом смещении и открыт, а коллекторный – при обратном смещении и поэтому закрыт.

$$\bar{i}^2_{Ш_ДР_Э} = 2q\bar{i}_Э \Delta f ,$$

где $\bar{i}_Э$ - постоянный ток эмиттерного перехода.

$$\bar{i}^2_{Ш_ДР_К} = 2q\bar{i}_{К0} \Delta f ,$$

где $\bar{i}_{К0}$ - обратный ток насыщения коллекторного перехода.

Рекомбинация носителей зарядов создает ток базы

$$i_Б = i_Э (1 - \alpha),$$

$\alpha = \dfrac{i_К}{i_Э}$ - случайный коэффициент передачи эмиттерного тока в цепь коллектора.

α флуктуирует относительно $\bar{\alpha}$.

Флуктуации коллекторного и базового токов называется **шумами рекомбинации**, которые в цепях коллектора ($i_{Ш_РЕК_К}$) и базы ($i_{Ш_РЕК_Б}$) жестко коррелированны.

$$i_{Ш_РЕК_К} = -i_{Ш_РЕК_Б} ,$$

$$\bar{i}^2_{Ш_РЕК_К} = \bar{i}^2_{Ш_РЕК_Б} = 2q\bar{i}_Э \bar{\alpha}(1 - \bar{\alpha}) \Delta f .$$

Шумы рекомбинации статистически не связаны ни с тепловыми шумами, ни с дробовыми шумами и приближаются к нормальному шуму с равномерным спектром во всем радиотехническом диапазоне.

Эквивалентная шумовая схема транзистора (рис. 3.2)

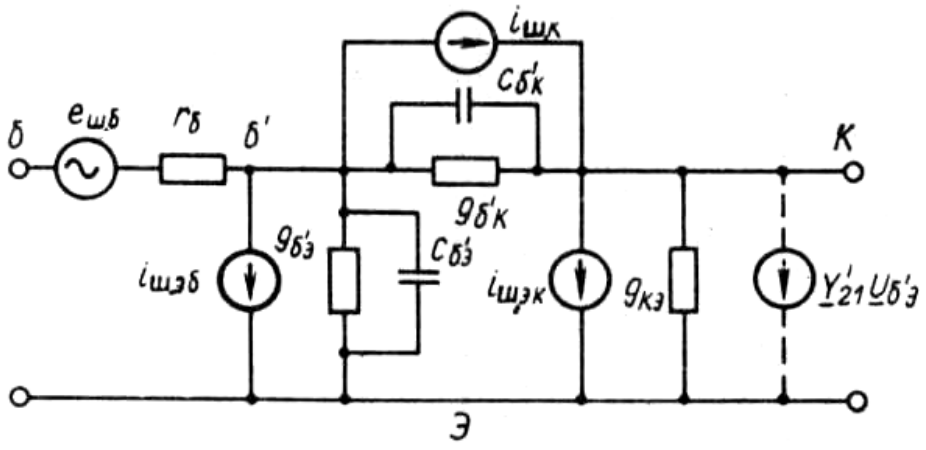


Рис. 3.2 – Эквивалентная шумовая схема транзистора
на основе физической П-образной эквивалентной схемы [5]

Генератор $e_{ЩБ}$ создает тепловой шум объемного сопротивления базы $r_Б$.
Генераторы $i_{ШЭБ}$ и $i_{ШЭК}$ создают дробовые шумы эмиттерного перехода. Этот ток разветвляется на коррелированные токи $i_{ШЭБ}$ и $i_{ШЭК}$. Очевидно что

$$i_{ШЭБ} = (1-\alpha_0) i_{ШЭ},$$

$$i_{ШЭК} = \alpha_0 i_{ШЭ},$$

$$\bar{i}^2_{ШЭК} = \alpha_0^2 \bar{i}^2_{ШЭ}.$$

Генератор шумового тока $i_{ШК}$ учитывает дробовые шумы обратного тока насыщения коллекторного перехода и шумы рекомбинации, отнесенные к коллекторному переходу.

$$\bar{i}^2_{ШК} = 2q\bar{i}_{К0}\Delta f + 2q\bar{i}_Э \alpha_0 (1-\alpha_0)\Delta f.$$

В полевых транзисторах существуют дробовые шумы тока утечки затвора, тепловые шумы истока и стока, а также тепловые шумы канала.

Средний квадрат шумового в цепи стока, вызванного шумами канала приближенно равен

$$\bar{i}^2_{Ш_С_Канал} = 4kTS\Delta F\left(\frac{2}{3}....\frac{3}{4}\right),$$

Коэффициент в скобках зависит от материала, геометрии, технологии. S - крутизна сток – затворной характеристики.

Кроме перечисленных шумов в активных приборах возникают низкочастотные шумы, убывающие как $\frac{1}{f}$, и низкочастотные импульсные шумы, существенные для УНЧ. В усилителях высокой частоты ими можно пренебречь.

Шумящий четырехполюсник

Для обобщенного анализа шумовых свойств каскада используют понятие шумящего четырехполюсника, к которому можно свести любую конкретную схему.

Пусть имеется линейный активный или пассивный четырехполюсник, содержащий внутри источники шума. (рис. 3.3а)

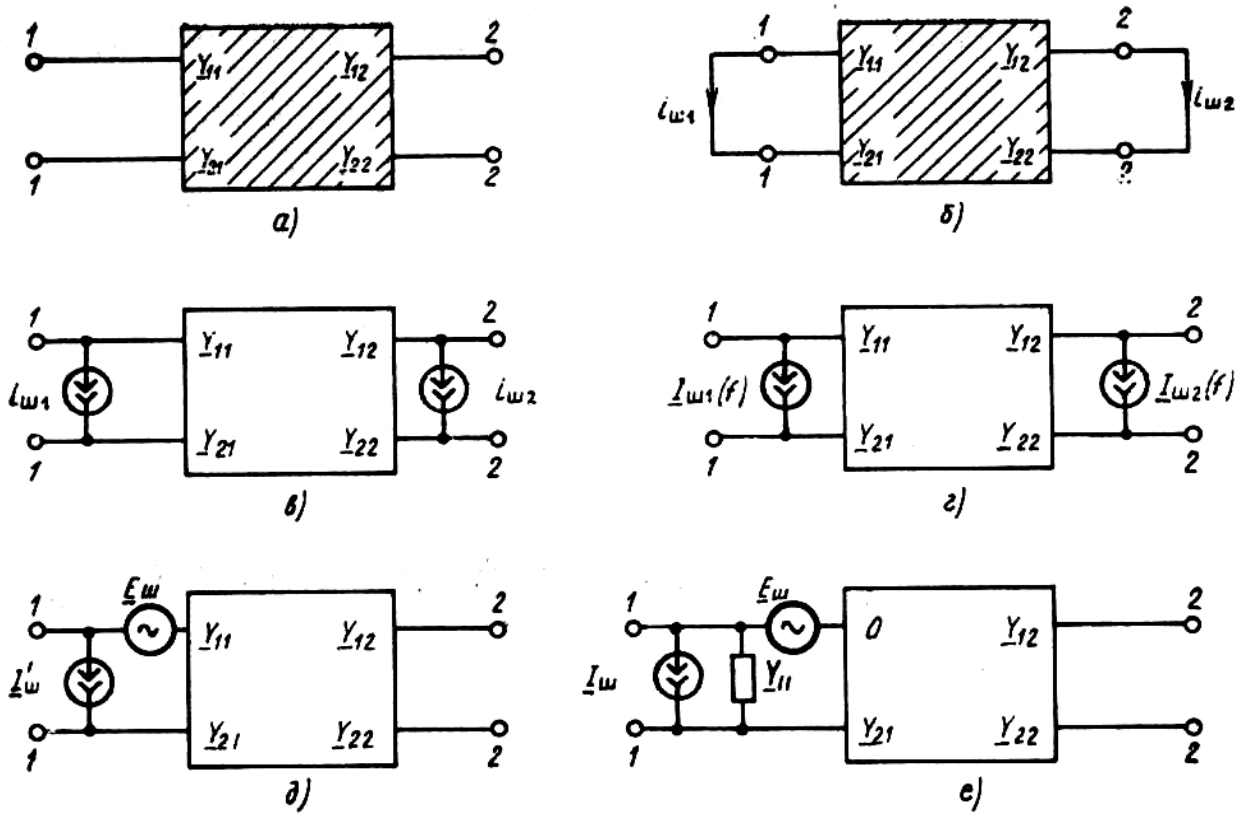


Рис. 3.3 – Преобразование шумящего четырехполюсника [5]

Замкнув 1-1’ и 2-2’ получим схему (рис. 3.3б), где возникают шумовые токи $i_{Ш1}$ и $i_{Ш2}$.

Аналогично можно рассудить, считая источники шума не внутренними, а внешними. Схема на рис. 3.3в.

Для использования методов теории переменных токов с использованием Y-параметров, необходимо представить $i_{Ш1}$ и $i_{Ш2}$ в виде комплексных спектров. Положим, что средний квадрат модуля комплексного спектра достаточно точно соответствует энергетическому спектру бесконечного случайного процесса

$$\overline{\left|\dot{I}_{Ш}\right|^2} \approx G_{i_Ш}(f)$$

Заменим генераторы $i_{Ш1}$ и $i_{Ш2}$ генераторами синусоидальных токов с комплексными амплитудами спектральных составляющих $\dot{I}_{Ш1}(f)$ и $\dot{I}_{Ш2}(f)$, как на рис 3.3г.

Для удобства суммирования мощностей шумов все шумы четырехполюсника можно привести к его входным или выходным зажимам.

Шумовой ток $\dot{I}_{Ш2}$ при коротком замыкании на выходе образуется за счет действия генератора шумовой ЭДС $\dot{E}_{Ш}$ на входе четырехполюсника, причем

$$\dot{E}_{Ш} = \frac{\dot{I}_{Ш2}}{\dot{Y}_{21}}, \quad \dot{I}'_{Ш} = \dot{I}_{Ш1} - \dot{E}_{Ш}\dot{Y}_{11},$$

как на Рис.3.3д.

Если входную проводимость $\dot{Y}_{11}$ можно вынести за пределы и включить как внешнюю проводимость между входными зажимами, то ток генератора $\dot{I}_{Ш} = \dot{I}_{Ш1}$.

Генераторы шумовой ЭДС $\dot{E}_{Ш}$ и шумового тока $\dot{I}_{Ш}$ (или $\dot{I}'_{Ш}$) оказываются коррелированными. Для схемы 3.3е можно записать

$$\dot{\rho}_{I_{Ш}\dot{E}_{Ш}} = \frac{\dot{I}_{Ш}E^*_{Ш}}{\sqrt{\left(\overline{\left|I_{Ш}\right|^2}\right)\left(\overline{\left|E_{Ш}\right|^2}\right)}}.$$

Введем шумовые параметры четырехполюсника:

$R_{Ш}$ - шумовое сопротивление;

$G_{Ш}$ - шумовую проводимость;

$\dot{Y}_{КОР} = G_{КОР} + jB_{КОР}$ - проводимость корреляции.

Они заменяют реальные шумы четырехполюсника статистически связанными ($\dot{Y}_{КОР}$) тепловыми шумами сопротивлений $R_{Ш}$ и проводимости $G_{Ш}$ при комнатной температуре. Имеем по определению

$$R_{Ш} = \frac{\overline{\left|\dot{E}_{Ш}\right|^2}}{4kT_0},$$

$$G_{Ш} = \frac{\overline{\left|\dot{I}_{Ш}\right|^2}}{4kT_0},$$

$$.\dot{Y}_{КОР} = \frac{\dot{I}_{Ш}E^*_{Ш}}{\overline{\left|E_{Ш}\right|^2}} = \dot{\rho}_{\dot{I}_{Ш}\dot{E}_{Ш}}\sqrt{\frac{G_{Ш}}{R_{Ш}}} = G_{КОР} + jB_{КОР}$$

Отметим, что $R_{Ш}$, $G_{Ш}$ и $\dot{Y}_{КОР}$ реально не существуют, потерь и расстроек в цепи, включенные между входными зажимами четырехполюсника, не вносят и учитываются только при шумовых расчетах.

Иногда удобно считать, что шумовой ток $\dot{I}_{Ш}$ создается реально существующей активной входной проводимостью четырехполюсника G_{11}.

Тогда вместо шумовой проводимости $G_{Ш}$ в качестве шумового параметра следует ввести шумовую температуру проводимости G_{11}:

$$T_{11} = \frac{\overline{\left|\dot{I}_{Ш}\right|^2}}{4kT_0},$$

или относительную шумовую температуру

$$t_{11} = \frac{T_{11}}{T_0}.$$

Очевидно, что

$$G_{Ш} = t_{11}G_{11}.$$

Таким образом, полное описание шумовых свойств четырехполюсников может быть выполнено с помощью четырех шумовых параметров:

$R_{Ш}$,
$G_{Ш}(t_{11})$,
$G_{КОР}$,
$B_{КОР}$.

Внешние шумы

Внешние шумовые помехи порождаются термоядерными процессами в звездах, движением заряженных частиц в космическом пространстве, поглощением и переизлучением атмосферой и поверхностью Земли шумового излучения Солнца и других источников шума.

Внешние шумы естественного происхождения принято называть **шумами антенны**, хотя экранированная от внешнего электромагнитного поля антенна, создавала бы только тепловые шумы активного сопротивления потерь $R_П$, при температуре $T_{R_П}$, равной физической температуре элементов антенны.

Шумы реальной антенны, связанной с пространством, можно заменить эквивалентными тепловыми шумами полного активного сопротивления антенны R_A, равного сумме сопротивления излучения R_Σ и сопротивления потерь $R_П$ при температуре

$$T_A = \frac{T_\Sigma R_\Sigma + T_{R_П} R_П}{R_\Sigma + R_П}.$$

Можно считать, что антенна эквивалентна генератору шума со средним квадратом шумовой ЭДС

$$\overline{e^2_{Ш_A}} = 4kT_A R_A \Delta f.$$

Обычно $R_П << R_\Sigma$ и $T_A \approx T_\Sigma$.

Таким образом, расчет уровня внешних шумов сводится к определению шумовой температуры сопротивления излучения антенны T_Σ или $t_\Sigma = \frac{T_\Sigma}{T_0}$.

Если точки небосвода с координатами (φ, θ) характеризуются яркостной температурой $T_J(\varphi, \theta)$, а приемная антенна имеет коэффициент направленного действия $G(\varphi, \theta)$, то можно показать, что

$$T_\Sigma = \frac{1}{4\pi} \int_{4\pi} T_J(\varphi, \theta) G(\varphi, \theta) d\Omega,$$

где $d\Omega$ - элементарный телесный угол.

Определим эффективный телесный угол диаграммы направленности антенны Ω_A из условия

$$G\Omega_A = \int_{4\pi} G(\varphi,\theta)d\Omega = 4\pi .$$

Тогда при точечном источнике излучения ($\Omega_J << \Omega_A$, Ω_J- телесный угол точечного источника с яркостной температурой T_J)

$$T_\Sigma = \frac{1}{4\pi}\int_{\Omega_J} T_J G d\Omega = \frac{1}{4\pi} T_J G\Omega_J = T_J \frac{\Omega_J}{\Omega_A} .$$

Если же $T_J = const$ в пределах Ω_A, то

$$T_\Sigma = \frac{1}{4\pi} T_J \int_{4\pi} G(\varphi,\theta)d\Omega = T_J .$$

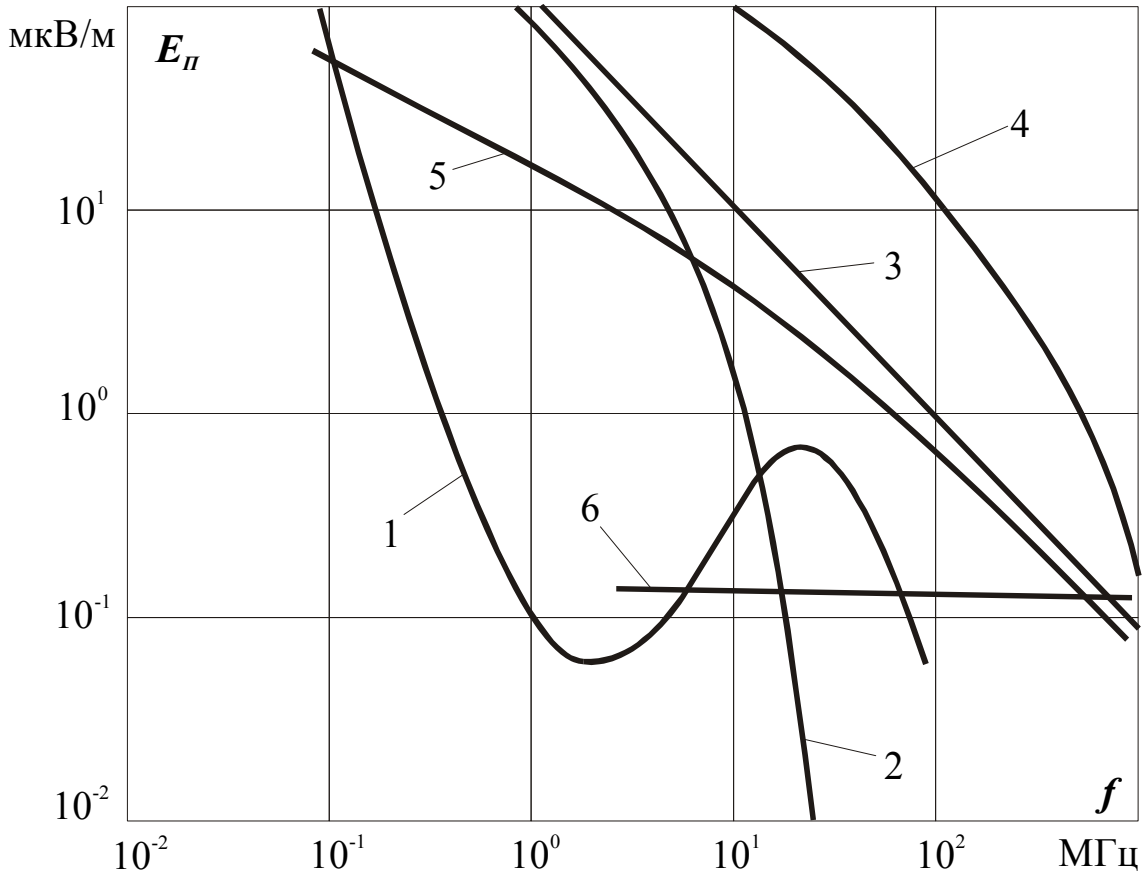


Рис. 3.4 – Графики зависимости напряженности поля внешних помех от частоты (полоса 1 кГц) [27]:
1, 2, 3 – средний уровень атмосферных помех днем, ночью и при местной грозе соответственно;
4, 5 – средний уровень промышленных помех в городах и сельской местности;
6 – максимальный уровень космических помех

Коэффициент шума и шумовая температура

Коэффициент шума (КШ) и шумовую температуру (ШТ) вводят для количественной оценки шумовых свойств РПУ и усилительных устройств.

В РПУ их вводят и вычисляют для линейных участков тракта, т.е. до первого нелинейного для шума и слабого сигнала звена – ограничителя, детектора и др.

Будем рассматривать линейный шумящий четырехполюсник.

К входным зажимам четырехполюсника подключается источник сигнала, который одновременно создает и шум – тепловой шум активной составляющей выходного сопротивления источника сигнала

$\dot{Z}_C = R_C + jX_C$ при температуре $\overline{T}_C(f)$.

Если источником сигнала является антенна, то роль R_C играет $R_A = R_\Sigma + R_П$, а роль $\overline{T}_C(f)$ – шумовая температура антенны $T_A(f)$.

Четырехполюсник нагружен на сопротивление R_H.

$K_P(f) = \dfrac{P_{C.ВЫХ}(f)}{P_{C.ВХ}}$ – коэффициент усиления четырехполюсника по мощности,

$P_{C.ВЫХ}(f)$ – мощность гармонического сигнала частоты f, рассеиваемая на сопротивлении нагрузки R_H,

$P_{C.ВХ}$ – мощность гармонического сигнала той же частоты, рассеиваемого на полном сопротивлении между входными зажимами четырехполюсника и неизменная при любой частоте сигнала

Мощность шума, рассеиваемая на нагрузочном сопротивлении R_H, обусловлена как шумами четырехполюсника, так и шумами источника сигнала.

Удельный вес шумов четырехполюсника в полной мощности шумов и характеризуется коэффициентом шума.

Назовем **дифференциальным реальным коэффициентом шума** системы величину

$$K_{Ш.Р}(f) = \frac{dP_{Ш.ВЫХ.РС.Ч}}{dP_{Ш.ВЫХ.РС}} = \frac{dP_{Ш.ВЫХ.РС} + dP_{Ш.ВЫХ.Ч}}{dP_{Ш.ВЫХ.РС}} = 1 + \frac{dP_{Ш.ВЫХ.Ч}}{dP_{Ш.ВЫХ.РС}}.$$

Индексы «PC» и «$Ч$» означают реальный источник сигнала, т.е источник с реальной шумовой температурой $T_C(f)$, и четырехполюсник.

Они указывают, чем обусловлена соответствующая мощность шума на выходе – шумами источника сигнала или (и) шумами четырехполюсника.

Мощности шумов берут в бесконечно узкой полосе df, охватывающей частоту f.

Видно, что реальный КШ зависит от шумовых свойств источника сигнала $T_C(f)$ и, следовательно, не является объективной мерой шумовых свойств четырехполюсника.

Для устранения этого недостатка ШТ источника сигнала стандартизируют и принимают ее равной комнатной температуре $T_C(f) = T_0 = 300K$.

При этом получается «комнатный» дифференциальный КШ, который обычно называют просто КШ и обозначают $K_{Ш}(f)$.

Оба коэффициента связаны соотношением

$$K_{Ш.Р}(f) = 1 + [K_{Ш}(f) - 1]\frac{T_0}{T_C(f)}.$$

Шумы всей системы при определении КШ можно привести не только к выходу, но и ко входу четырехполюсника, т.е. можно записать

$$K_{Ш.Р}(f) = 1 + \frac{dP_{Ш.ВХ.Ч}}{dP_{Ш.ВХ.РС}}.$$

Шумы четырехполюсника могут быть заменены эквивалентными шумами источника сигнала.

Температуру, до которой следует дополнительно «нагреть» активную составляющую выходного сопротивления источника сигнала ($T_Ч(f)$ для получения на выходе (на входе) при идеальном нешумящем четырехполюснике такой же мощности шумов, как и при реальном шумящем, называют **собственной шумовой температурой четырехполюсника** (или шумовой температурой четырехполюсника).

При этом единственным шумящим элементом системы остается сопротивление R_C

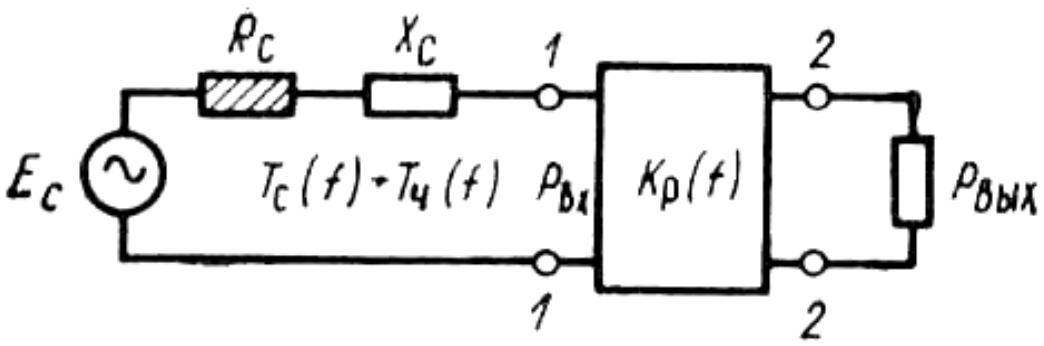


Рис. 3.5 – Нагруженный четырехполюсник [5]:
R_C – источник шума

Коэффициент шума и шумовая температура связаны друг с другом.

Если в схеме рис.3.5 представить шумы R_C генератором шумовой ЭДС со средним значением

$$d\overline{e^2_{Ш.Э}} = d\overline{e^2_{Ш.С}} + d\overline{e^2_{Ш.Ч}} = 4k[T_C(f) + T_Ч(f)]R_C df ,$$

то мощность шума, создаваемую этим генератором на входе четырехполюсника, можно рассчитать умножив $d\overline{e^2_{Ш.Э}}$ на проводимость передачи входной цепи $Y_{ВЦ}(f)$.

Следовательно для схемы 3.5 реальный дифференциальный коэффициент шума

$$K_{Ш.Р}(f) = \frac{d\overline{e}^2_{Ш.Э} Y_{ВЦ}(f)}{d\overline{e}^2_{Ш.РС} Y_{ВЦ}(f)} = \frac{4k[T_C(f) + T_Ч(f)]R_C df}{4kT_C(f)df} = 1 + \frac{T_Ч(f)}{T_C(f)}.$$

Отсюда

$$T_Ч(f) = T_C(f)[K_{Ш.Р}(f) - 1] = T_0[K_Ш(f) - 1].$$

Как видно, ШТ четырехполюсника не зависит от ШТ источника сигнала, что является ее определенным преимуществом как меры шумовых свойств по сравнению с КШ.

Дифференциальный КШ вычисляют или измеряют на данной рабочей частоте, что позволяет установить частотную зависимость шумовых свойств четырехполюсника.

Если мощности шумов в выражениях, определяющих понятие коэффициента шума берут в полосе прозрачности системы источник сигнала – четырехполюсник, то получается **интегральный коэффициент шума** :

$$K_{Ш} = 1 + \frac{P_{Ш.ВЫХ.Ч}}{P_{Ш.ВЫХ.С}} = 1 + \frac{\int_0^\infty G_{Ш.ВЫХ.Ч}(f)df}{\int_0^\infty G_{Ш.ВЫХ.С}(f)df},$$

где $G_{Ш.ВЫХ.Ч}(f)$, $G_{Ш.ВЫХ.С}(f)$ - энергетические спектры шумов на выходе, созданных четырехполюсником и источником сигнала.

Для схемы 3.5 при «комнатном» источнике сигнала $T_C(f) = T_0 = 300K$ можно записать

$$K_{Ш} = 1 + \frac{\int_0^\infty G_{e_{Ш.Ч}}(f)Y_{ВЦ}(f)K_P(f)df}{\int_0^\infty G_{e_{Ш.С.}}(f)Y_{ВЦ}(f)K_P(f)df} = 1 + \frac{4kR_C\int_0^\infty T_Ч(f)Y_{ВЦ}(f)K_P(f)df}{4kT_0R_C\int_0^\infty Y_{ВЦ}(f)K_P(f)df}.$$

Введя понятие шумовой (энергетической) полосы пропускания системы источник сигнала – четырехполюсник ($П_{Ш}$) из условия

$$П_{Ш} = \frac{\int_0^\infty Y_{ВЦ}(f)K_P(f)df}{Y_{ВЦ}(f_0)K_P(f_0)},$$

получаем

$$K_{Ш} = 1 + \frac{\int_0^\infty T_Ч(f)Y_{ВЦ}(f)K_P(f)df}{T_0Y_{ВЦ}(f_0)K_P(f_0)П_{Ш}} = 1 + \frac{\int_0^\infty [K_{Ш}(f)-1]Y_{ВЦ}(f)K_P(f)df}{Y_{ВЦ}(f_0)K_P(f_0)П_{Ш}}.$$

Отсюда следуют выражения, связывающие интегральный КШ $K_{Ш}$ и интегральную шумовую температуру $T_Ч$ с дифференциальными величинами и друг с другом

$$K_{Ш} = \frac{\int_0^{\infty} K_{Ш}(f) Y_{ВЦ}(f) K_P(f) df}{Y_{ВЦ}(f_0) K_P(f_0) П_{Ш}} = 1 + \frac{T_Ч}{T_0},$$

$$T_Ч = \frac{\int_0^{\infty} T_Ч(f) Y_{ВЦ}(f) K_P(f) df}{Y_{ВЦ}(f_0) K_P(f_0) П_{Ш}} = T_0 (K_{Ш} - 1).$$

В качестве f_0 обычно берется центральная частота кривой $Y_{ВЦ}(f) K_P(f)$.

Если энергетический спектр шумов четырехполюсника, пересчитанный к источнику, является равномерным, т.е. $G_{e_{Ш.Ч}}(f) = const$, то и $K_{Ш}(f) = const$, $T_Ч(f) = const$.

В этом случае различие между дифференциальным и интегральным значениями $K_{Ш}$ и $T_Ч$ исчезает.

Приведем еще одну формулировку КШ.

Для интегрального КШ имеем

$$K_{Ш} = \frac{P_{Ш.ВЫХ.С.Ч}}{dP_{Ш.ВЫХ.С}} = \frac{P_{Ш.ВЫХ.С.Ч}}{4kT_0 R_C Y_{ВЦ}(f_0) K_P(f_0)}.$$

По определению

$$Y_{ВЦ}(f_0) K_P(f_0) = \frac{P_{С.ВЫХ}}{E_C^2},$$

$$4kT_0 R_C П_{Ш} = \overline{e_{Ш.С}^2},$$

причем сигнал – гармоническое колебание частоты f_0, а $\overline{e_{Ш.С}^2}$ вычисляются в пределах шумовой полосы пропускания. Тогда

$$K_{Ш} = \frac{\left(\frac{E_C^2}{\overline{e}_{Ш.С}^2} \right)}{\left(\frac{P_{С.ВЫХ}}{P_{Ш.ВЫХ.С,Ч}} \right)}.$$

Таким **образом коэффициент шума показывает, во сколько раз отношение** $\frac{сигнал}{шум}$ **на выходе четырехполюсника** $\left(\frac{P_{С.ВЫХ}}{P_{С.ВЫХ.С.Ч}}\right)$ **меньше отношения** $\frac{сигнал}{шум}$**, создаваемого источником сигнала** $\left(\frac{E_C^2}{\overline{e}_{Ш.С}^2}\right)$ (в знаменателе среднее значение квадрата величины).

Расчет и анализ КШ выполним для шумящего четырехполюсника, ранее представленного эквивалентной шумовой схемой, объединив которую с шумовой схемой источника сигнала. Получим общую шумовую схему (Рис. 4.6)

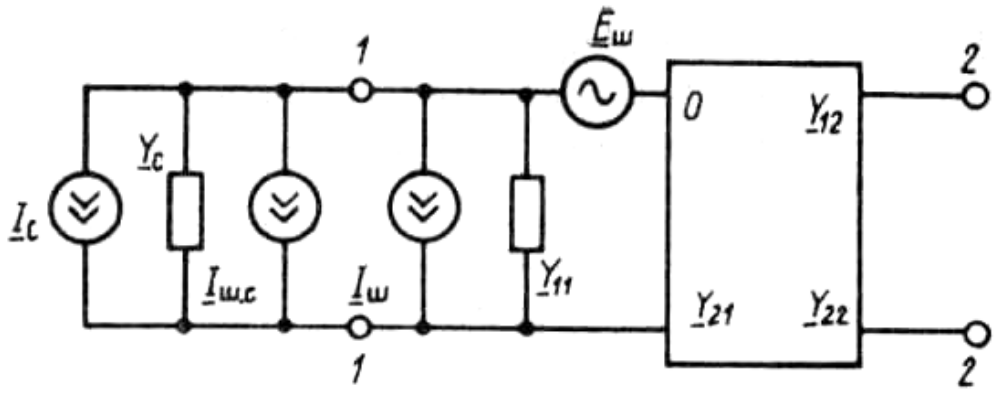


Рис. 3.6 – Общая шумовая схема для шумящего четырехполюсника [5]

Генераторы шумовых токов $\dot{I}_{Ш.С}$ и $\dot{I}_{Ш}$ создают на проводимости $\left(\dot{Y}_C + \dot{Y}_{11}\right)$ шумовые напряжения

$$\dot{E}_{Ш.С} = \frac{\dot{I}_{Ш.С}}{\dot{Y}_C + \dot{Y}_{11}},$$

$$\dot{E}'_{Ш} = \frac{\dot{I}_{Ш}}{\dot{Y}_C + \dot{Y}_{11}}.$$

Схема 3.6 может быть заменена эквивалентной рис.3.7.

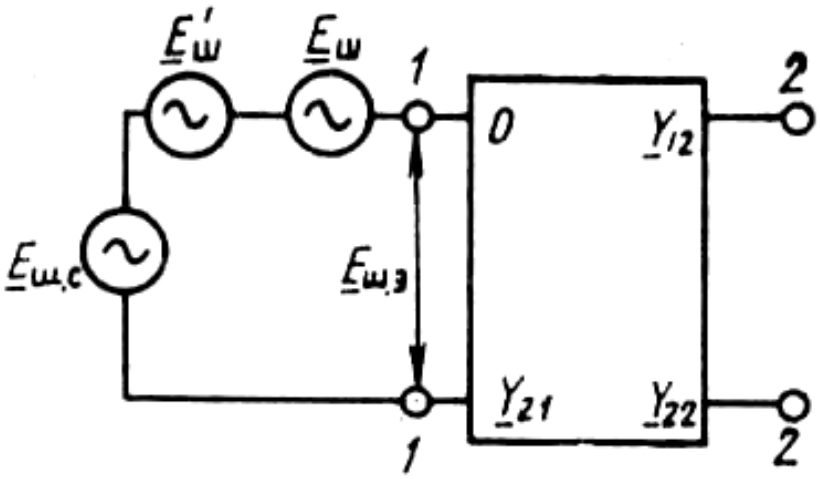


Рис. 3.7 – Эквивалентная схема для шумящего четырехполюсника [5]

Полное напряжение шума между точками 1 − 1

$$\dot{E}_{Ш.Э} = \dot{E}_{Ш.С} + \dot{E}'_{Ш} + \dot{E}_{Ш} \ ,$$

а его средний квадрат модуля с учетом некоррелированности $\dot{I}_{Ш.С}$ с $\dot{I}_{Ш}$, $\dot{E}_{Ш}$ и коррелированности $\dot{I}_{Ш}$ с $\dot{E}_{Ш}$

$$\overline{\left|\dot{E}_{Ш.Э}\right|^2} = \frac{\overline{\left|\dot{I}_{Ш.С}\right|^2}}{\left|\dot{Y}_C + \dot{Y}_{11}\right|^2} + \frac{\overline{\left|\dot{I}_{Ш}\right|^2}}{\left|\dot{Y}_C + \dot{Y}_{11}\right|^2} + \overline{\left|\dot{E}_{Ш}\right|^2} + 2\,\mathrm{Re}\left[\frac{\overline{\dot{I}_{Ш}\dot{E}^*_{Ш}}}{\dot{Y}_C + \dot{Y}_{11}}\right].$$

По определению, коэффициент шума

$$K_{Ш} = \frac{\overline{\left|\dot{E}_{Ш.Э}\right|^2}}{\left|\dot{E}_{Ш.С}\right|^2} = \frac{\overline{\left|\dot{E}_{Ш.Э}\right|^2}}{\left|I_{Ш.Э}\right|^2}\left|\dot{Y}_C + \dot{Y}_{11}\right|^2.$$

Используя введенные ранее шумовые параметры четырехполюсника, после преобразования получим

$$K_{Ш} = 1 + \frac{T_{11}G_{11}}{T_0 G_C} + \frac{R_{Ш}}{G_C}\left[\left(G_C + G_{11}\right)^2 + \left(B_C + B_{11}\right)^2\right] + 2\frac{R_{Ш}}{G_C}\left[G_{КОР}\left(G_C + G_{11}\right) + B_{КОР}\left(B_C + B_{11}\right)\right]$$

,

$$T_Ч = \frac{T_{11}G_{11}}{G_C} + \frac{T_0 R_{Ш}}{G_C}\left[\left(G_C + G_{11}\right)^2 + \left(B_C + B_{11}\right)^2\right] + 2\frac{T_0 R_{Ш}}{G_C}\left[G_{КОР}\left(G_C + G_{11}\right) + B_{КОР}\left(B_C + B_{11}\right)\right].$$

Анализ выражений позволяет сделать ряд выводов. Слагаемые в этих выражениях обусловлены по отдельности четырьмя параметрами четырехполюсника:

$$T_{11}\left(G_{Ш}=\frac{T_{11}}{T_0}G_{11}\right),\quad R_{Ш},\ G_{КОР},\quad B_{КОР}.$$

Возможна минимизация КШ и ШТ выбором оптимальных значений G_C, B_C.

Решая уравнения $\frac{\partial K_{Ш}}{\partial G_C}=0$, $\frac{\partial K_{Ш}}{\partial B_C}=0$, получим

$$G_{C_opt}=\sqrt{G_{11}^2+G_{11}\left(\frac{t_{11}}{R_{Ш}}+2G_{КОР}\right)+\left(B_C+B_{11}\right)\left(B_C+B_{11}+2B_{КОР}\right)},\qquad (*)$$

$$B_{C_opt}=-\left(B_{11}+B_{КОР}\right)\qquad (**)$$

Подставляя второе выражение в первое, получаем

$$G_{C_opt_opt}=\sqrt{G_{11}^2+G_{11}\left(\frac{t_{11}}{R_{Ш}}+2G_{КОР}\right)-B_{КОР}^2}\ .$$

Условия минимума КШ и ШТ в общем случае не совпадают с условиями, при которых источник сигнала передает на вход четырехполюсника максимальную мощность.

Для этого необходимо было бы иметь $G_{C_opt_P}=G_{11}$, $B_{C_opt_P}=B_{11}$, т.е. выполнить согласование источника и четырехполюсника.

Выполнение условий (*) и (**) называют согласованием по шумам или оптимальным рассогласованием.

Если шумящим четырехполюсником является активный прибор (транзистор), то КШ можно минимизировать выбором оптимального режима работы, так как шумовые параметры зависят от режима работы, частоты, температуры, т.е. от тех же причин, что и обычные усилительные параметры.

Для некоторых типов активных приборов возможно получение отрицательных значений $B_{КОР}$ и минимизация $G_{КОР}$ снижает КШ и ШТ.

Для пассивных четырехполюсников можно получить расчетные выражения через КПД устройства η и его физическую температуру $T_Ф$, которая чаще всего совпадает с температурой окружающей среды, а также учитывает особенности возникновения шумов

$$K_{Ш} = 1 + \frac{T_{Ф}}{T_0}\left(\frac{1}{\eta} - 1\right).$$

Из этого следует, что для снижения КШ необходимо снижать физическую температуру (охлаждать) или увеличивать КПД устройства.

При $T_{Ф} = T_0$ $K_{Ш} = \frac{1}{\eta}$, т.е КШ определяется КПД пассивного четырехполюсника.

Для каскадного соединения четырехполюсников общий КШ можно выразить через КШ отдельных четырехполюсников

$$K_{Ш} = 1 + \frac{\sum_{i=1}^{n} P_{Ш.ВЫХ.Ч_i}}{P_{Ш.ВЫХ.С}}.$$

Вычисляя мощности шума на выходе каждого четырехполюсника (в числителе) и от источника сигнала (в знаменателе) получим

$$K_{Ш}(f) = K_{Ш.1}(f) + \frac{K_{Ш.2}(f)}{K_{P.НОМ.1}(f)} + \frac{K_{Ш.3}(f) - 1}{K_{P.НОМ.1}(f) K_{P.НОМ.2}(f)} + \ldots + \frac{K_{Ш.n}(f) - 1}{K_{P.НОМ.1}(f) K_{P.НОМ.2}(f) \ldots K_{P.НОМ.n-1}(f)}$$

где $K_{P.НОМ.i}$ − номинальный коэффициент усиления мощности i-го четырехполюсника в режиме согласования на его входе и выходе.

Для снижения общего КШ необходимо принимать все меры для уменьшения КШ 1-го четырехполюсника, а для ослабления влияния последующих четырехполюсников − по возможности увеличить его номинальный коэффициент усиления по мощности $K_{P.НОМ.1}$.

Таким образом важны не только шумовые, но и усилительные свойства первого четырехполюсника.

Иногда для оценки усилительные каскады характеризуют шумовым числом M

$$M = \frac{K_{Ш} - 1}{1 - \frac{1}{K_{P.НОМ}}}.$$

Чем меньше M, тем эффективнее применение данного усилителя в устройстве с точки зрения снижения КШ.

Практически перед первым усилительным каскадом всегда включают пассивные устройства (фидеры, антенные переключатели, фильтры, вентили, циркуляторы и др.) с общим КПД $\eta_{ПУ}$.

Поэтому усилитель оказывается лишь вторым четырехполюсником. Поэтому можно записать выражения для КШ и ШТ РПУ, считая $K_{Ш_ПР}$ и $T_{ПР}$ КШ и ШТ части РПУ за УВЧ.

$$K_{Ш} = \frac{1}{\eta_{ПУ}}\left[K_{Ш_УВЧ} + \frac{K_{Ш_ПР} - 1}{K_{Р_НОМ_УВЧ}}\right],$$

$$T_{П} = \frac{1}{\eta_{ПУ}}\left[T_0 + \left(1 - \eta_{ПУ}\right) + T_{УВЧ} + \frac{T_{ПР}}{K_{Р_НОМ_УВЧ}}\right].$$

Хорошо видна роль КПД входных устройств, КШ и номинального коэффициента усиления по мощности УВЧ в формировании КШ РПУ.

Реальная чувствительность РПУ

Будем считать, что требуемое отношение $\frac{сигнал}{шум}$ на выходе линейной части РПУ заданным

$$q = \frac{P_{С.ВЫХ}}{P_{Ш.ВЫХ.РС.Ч}}$$

Источником сигнала является антенна с параметрами R_A, T_A.

Сигнал – гармоническое колебание частоты f_0.

Поскольку источник сигнала имеет реальную шумовую температуру T_A, воспользуемся понятием интегрального КШ

$$K_{Ш.Р} = \frac{P_{Ш.ВЫХ}}{P_{Ш.ВЫХ.РС}} = \frac{P_{С.Р.ВЫХ}}{qP_{Ш.ВЫХ.РС}} = \frac{E_{С.Р}^2}{q4kT_A R_A П_{Ш}} = 1 + \frac{T_0}{T_A}\left(K_{Ш} - 1\right).$$

Отсюда искомая величина в **единицах напряжения**

$$E_{С.Р} = \sqrt{4kT_0 R_A П_{Ш}\left(K_{Ш} + \frac{T_A}{T_0} - 1\right)q} = \sqrt{4k\left(T_A + T_П\right)R_A П_{Ш} q},$$

$T_П$ - шумовая температура приемника, ранее для четырехполюсника обозначалась $T_Ч$.

Часто реальную чувствительность оценивают в **единицах мощности**, передаваемой генератором с ЭДС $E_{С.Р}$ на вход приемника в режиме согласования ($R_A = R_{BX}$ и $X_A = -X_{BX}$)

$$P_{С.Р} = \frac{E_{С.Р}^2}{4R_A} = kT_0 П_Ш \left(K_Ш + \frac{T_A}{T_0} - 1 \right) q = k(T_A + T_П) П_Ш q .$$

В этом случае $Y_{ВЦ} = \dfrac{1}{R_A}$.

Реальную чувствительность можно оценивать и в единицах энергии (по удельной мощности на единицу полосы):

$$W_{С.Р} = \frac{P_{С.Р}}{П_Ш} = kT_0 \left(K_Ш + \frac{T_A}{T_0} - 1 \right) q = k(T_A + T_П) q .$$

Эту величину иногда оценивают в единицах $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \dfrac{Вт}{Гц}$, говоря, что чувствительность равна $q(K_Ш + t_A - 1)$ единиц «ка-те-ноль». $t_A = \dfrac{T_A}{T_0}$ - относительная ШТ антенны.

Пример расчета реальной чувствительности

Параметры	**Значения**
k	$1.38 \cdot 10^{-23} \dfrac{Дж}{К}$
T_0	300 $К$
R_A	50 $Ом$
f_0	30 $МГц$
$П_Ш$	3100 $Гц$
q	10
$K_Ш$	10
$t_A = \dfrac{T_A}{T_0}$	
Расчетные выражения	
$E_{С.Р} = \sqrt{4kT_0(K_Ш + t_A - 1)R_A П_Ш q}$	
Приближенная формула	

$t_A \approx \dfrac{1.8 \cdot 10^6}{f^3[МГц]}$
Результаты расчета
$t_A = 67$, что соответствует $T_A = 20000K$ $E_{С.Р} = 1.5мкВ$

Лекция 4

Входные цепи радиоприемных устройств

Общие положения

Определение

Входной цепью (ВЦ) называется часть РПУ, находящаяся между антенно-фидерной системой и первым усилительным или преобразовательным каскадом.

Назначение

ВЦ служит для «наилучшей» передачи сигнала от антенны к последующим каскадам.

«Наилучшей» передачи может соответствовать:

Максимальная передача мощности;

Максимальное отношение $\frac{сигнал}{шум}$;

Максимальная избирательность при заданном проигрыше по коэффициенту передачи на резонансе;

Максимальному значению резонансного коэффициента передачи при заданных пределах изменения параметров антенны и т.д.

Сема включения

Рис. 4.1 – Схема включения входной цепи [2]

Классификация

Способу построения

Избирательные

Апериодические

Число резонансных контуров
- 1
- 2
- Многоконтурные

Способ настройки
- Дискретная
- Плавная

Способ связи с антенной
- Простые (параметры антенны и активного прибора входят в состав ВЦ)
- Сложные (Связь антенны и активного прибора с ВЦ уменьшены. В качестве элементов связи используются реактивные элементы, не вносящие дополнительных потерь во ВЦ)
  - По виду связи
    - Трансформаторная (индуктивная)
    - Автотрансформаторная
    - Емкостная
    - Комбинированная

Приемные антенны

В общем случае приемная антенна может быть представлена в виде эквивалентного активного двухполюсника, содержащего или генератор ЭДС $\dot{E}_A$ с внутренним сопротивлением $\dot{Z}_A$ или генератор тока $\dot{I}_A$, с внутренне проводимостью $\dot{Y}_A = \frac{1}{\dot{Z}_A}$.

$$\dot{I}_A = \frac{\dot{E}_A}{\dot{Z}_A} = \dot{E}_A \dot{Y}_A .$$

Для умеренно высоких частот

$$\dot{E}_A = h_Д \dot{E} ,$$

где $h_Д$ - действующая высота антенны в метрах;

$\dot{E}$ - напряженность электрического поля в месте приема в В/м.

$\dot{Z}_A$ - распределенная величина со сложной зависимостью от частоты.

В ряде случаев антенну можно представить в эквивалентной схемы.

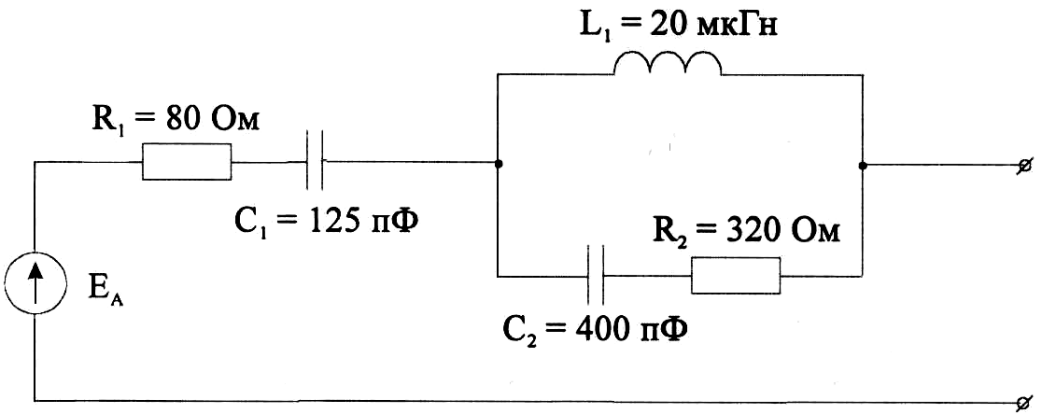


Рис.4.2 – Эквивалент наружной антенны для проверки радиовещательных РПУ в диапазоне 150 кГц – 12,1 МГц [2]

В узком диапазоне частот эквивалент содержит активное и реактивное сопротивление.

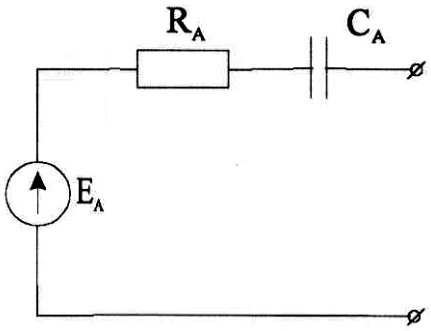


Рис. 4.3 – Эквивалент антенны для узкого диапазона частот при длине волны $h < \lambda/2$ [2]

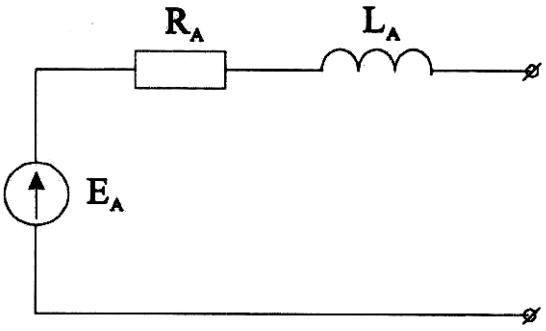


Рис. 4.4 – Эквивалент антенны для узкого диапазона частот при длине волны $h > \lambda/2$ [2]

Для настроенной в резонанс антенны входное сопротивление чисто активно и имеет величину примерно 75 Ом.

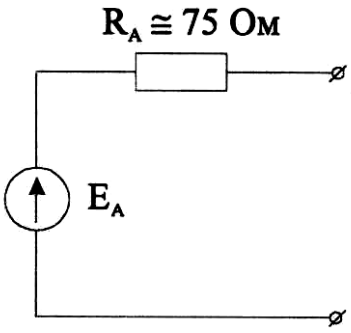


Рис. 4.5 – Эквивалент настроенной антенны [2]

Для диапазона ДВ и СВ эквивалент упрощается.

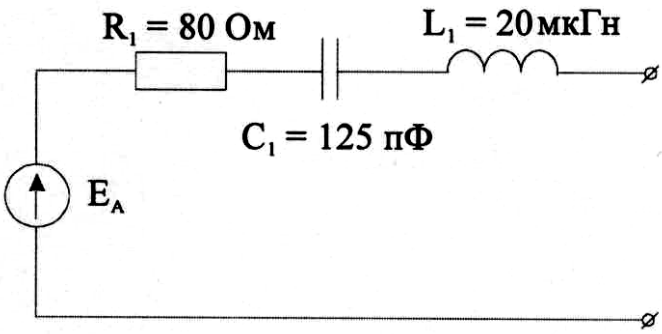


Рис. 4.6 – Эквивалент наружной антенны для проверки вещательных РПУ для диапазонов ДВ и СВ [2]

При сильной связи с антенной при изменении метеоусловий возникает расстройка избирательной ВЦ.

В случае настроенной, согласованной антенны важным параметром является номинальная мощность в антенне

$$P_{A_НОМ} = \frac{E_A^2}{4R_A} = \frac{I_A^2}{4G_A}$$

Входная цепь импульсной РЛС

Рис. 4.7 – Входная цепь импульсной РЛС [5]:
АП – антенный переключатель; ВК – выключатель; ОГР – ограничитель;
ПФ – полосовой фильтр

Рис 4.8 – Антенный переключатель на 4-плечном
циркуляторе, работающем по схеме 1 → 2 → 3 → 4 [5]

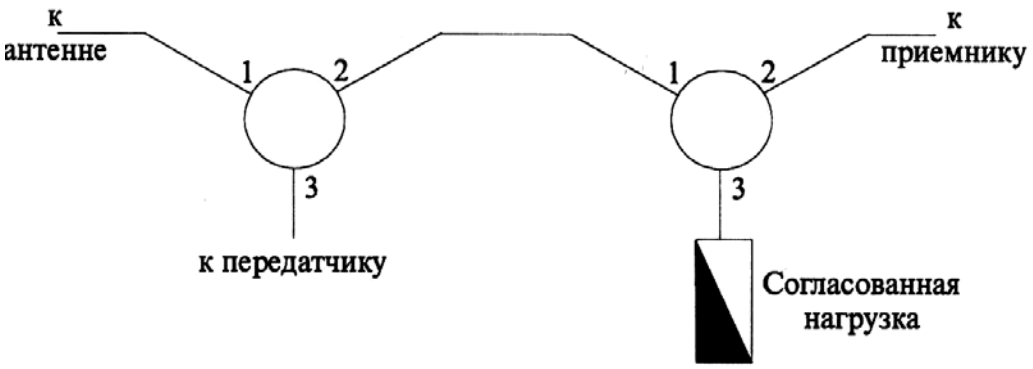


Рис. 4.9 – Антенный переключатель с использованием Y-циркуляторов, работающих по схеме 1 → 2 → 3 [5]

Устройство защиты приемника УЗП

При мощности более 10кВт УЗП состоит из выключателя (ВК) и ограничителя (ОГР)

Эффективность АП и УЗП характеризуется двумя группами показателей:
- высокого уровня (мощные помехи);
- низкого уровня (режим приема).

Показатели:

L_P - развязка плеч АП (max).

$L_{ЗАП}$ - потери запирания УЗП (max).

$L_{ПР}$ - потери в режиме приема (min).

В качестве выключателей применяются p-i-n диоды или газовые разрядники при мощностях более 100 кВт.

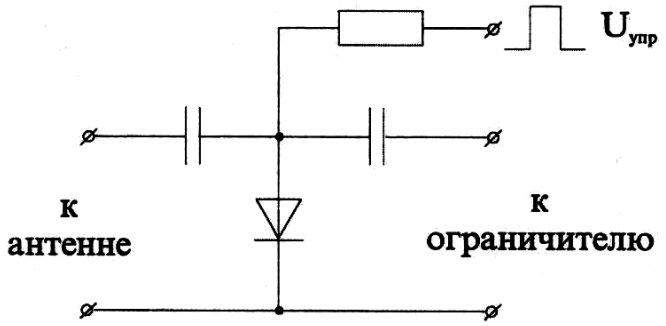


Рис. 4.10 – Схема выключателя на p-i-n-диоде [5]

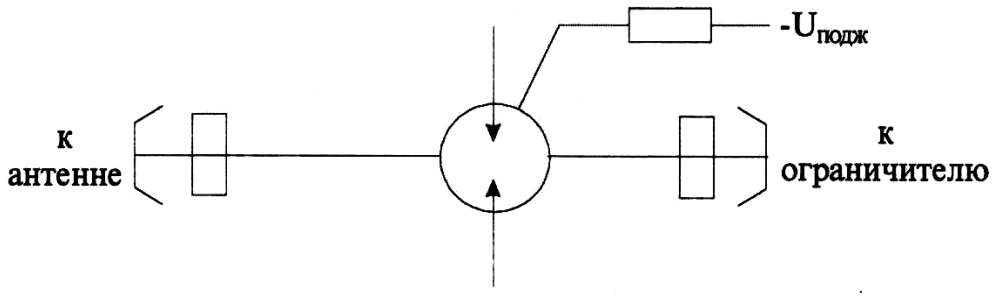


Рис. 4.11 – Схема выключателя на газовом разряднике [5]

p-i-n диоды управляются импульсами тока с крутыми фронтами.

Потери в линии, вносимые диодом можно определить по выражению

$$L_{ПР_ЗАП} = \left|1 + \frac{Z_0}{2|Z|}\right|^2,$$

Z_0 - волновое сопротивление линии;
Z - сопротивление диода.

$\frac{L_{ЗАП}}{L_{ПР}} \to \max$ при чисто активном сопротивлении ВК.

При пропускании $Z = R >> Z_0$,
При запирании $Z = r << Z_0$.

$$L_{ПР} = \left(1 + \frac{Z_0}{2R}\right)^2,$$

$$L_{ЗАП} = \left(1 + \frac{Z_0}{2r}\right)^2$$

В ряде схем ОГР срабатывают от проходящей мощности.

Полосовой фильтр используется для предварительной частотной селекции сигналов от помех.

Суммарные потери во входной цепи

$$L_{ВЦ} = L_{АП} + L_{УЗП} + L_{ПФ}$$

Коэффициент шума ВЦ

$$K_{Ш_ВЦ} = L_{ВЦ}$$

Реализация различных схем связи контуров входной цепи с антенной и усилителем

Простая связь ВЦ с антенной

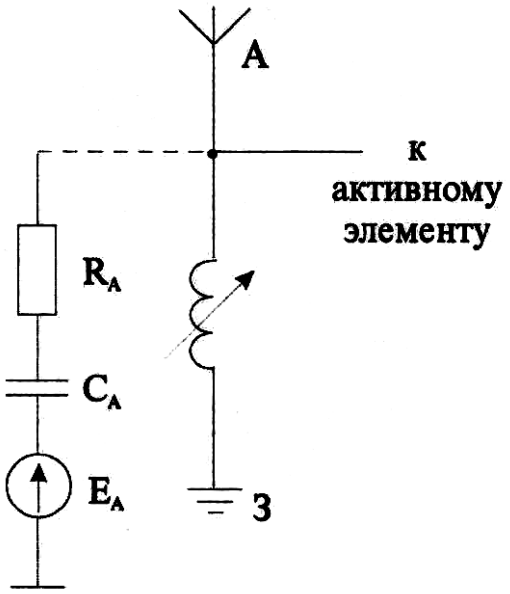


Рис. 4.13 Входная цепь с простой связью с антенной.
Используется емкость ненастроенной антенны [2]

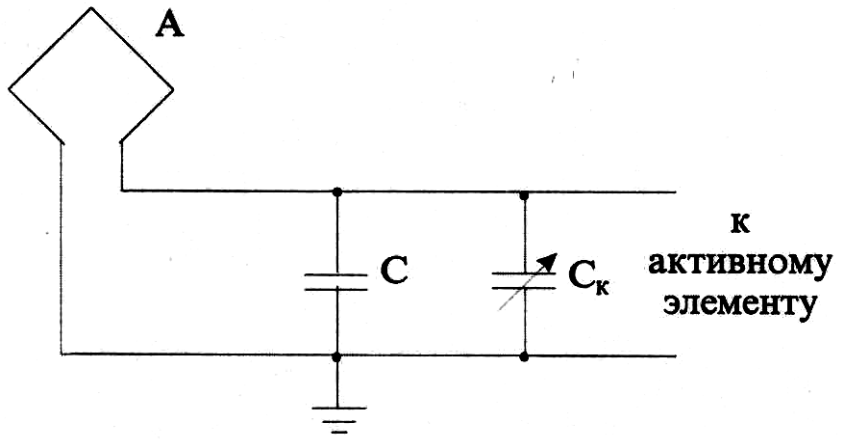


Рис.4.14 Входная цепь с простой связью с антенной.
Используется индуктивность ненастроенной антенны
(рамочная антенна) [2]

Достоинства:

минимальное количество элементов, необходимых для обеспечения высокой избирательности;

высокий коэффициент передачи, т.к. добротность антенны высока.

Недостатки:

Сильная зависимость частоты настройки от параметров антенны и усилительного устройства.
(Пример: при изменении емкости антенны на 30%, резонансная частота уходит на 14%, коэффициент передачи падает в 14-28 раз, т.к. полоса пропускания составляет 1-2 % от резонансной).

Внешнеемкостная связь с антенной

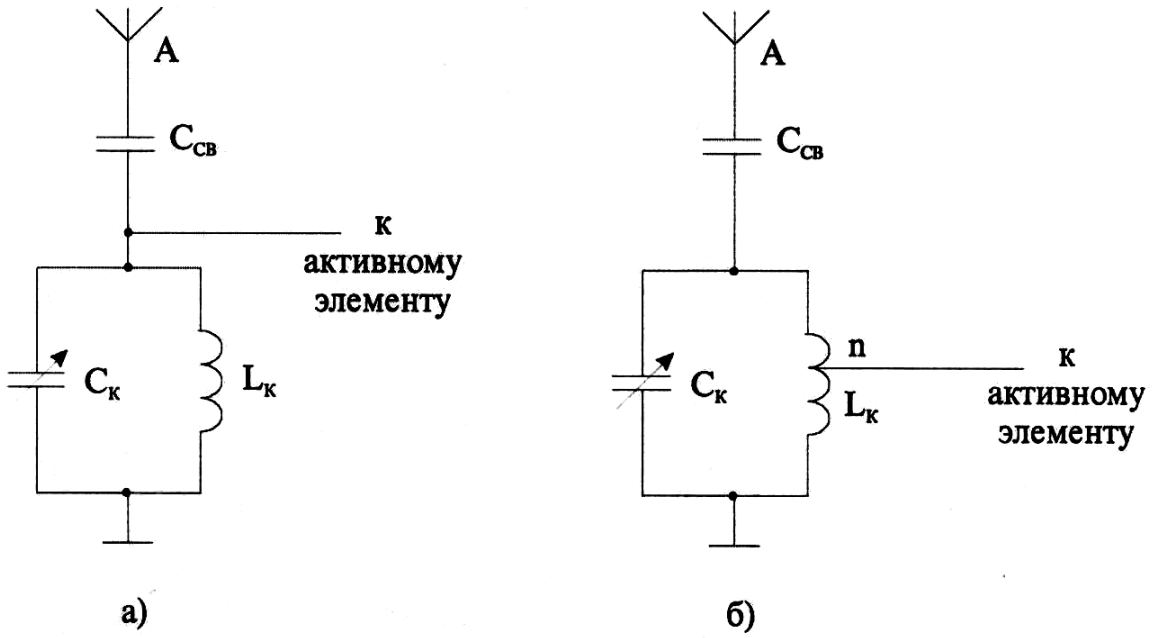


Рис. 4.15 Входная цепь с внешнеемкостной связью с антенной [30]:
а – полное включение контура в цепи АЭ (активного элемента);
б – автотрансформаторная связь контура с АЭ

Настройка осуществляется конденсатором C_K, т.к. при изменении индуктивности катушки при коэффициенте перекрытия 1.5-2 резко изменяется эквивалентное резонансное сопротивление

Для ослабления связи с антенной применяется конденсатор связи C_{CB} с малой емкостью (ед. пФ)

Коэффициент передачи ВЦ

$$K_0 = \frac{nR_{ЭК}}{Z_{A_0}},$$

где n - коэффициент трансформации;
$R_{ЭК}$ - эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте;

$$K_0 = \omega_0^2 n L_K C_{A_ЭКВ} Q_{ЭК} = \omega_0^2 const \ ,$$

$$C_{A_ЭКВ} = \frac{C_A C_{СВ}}{C_A + C_{СВ}}$$

$Q_{ЭКВ}$ - эквивалентная нагруженная добротность.

Таким образом $K_0 \sim \omega^2$

Трансформаторная связь ВЦ с антенной

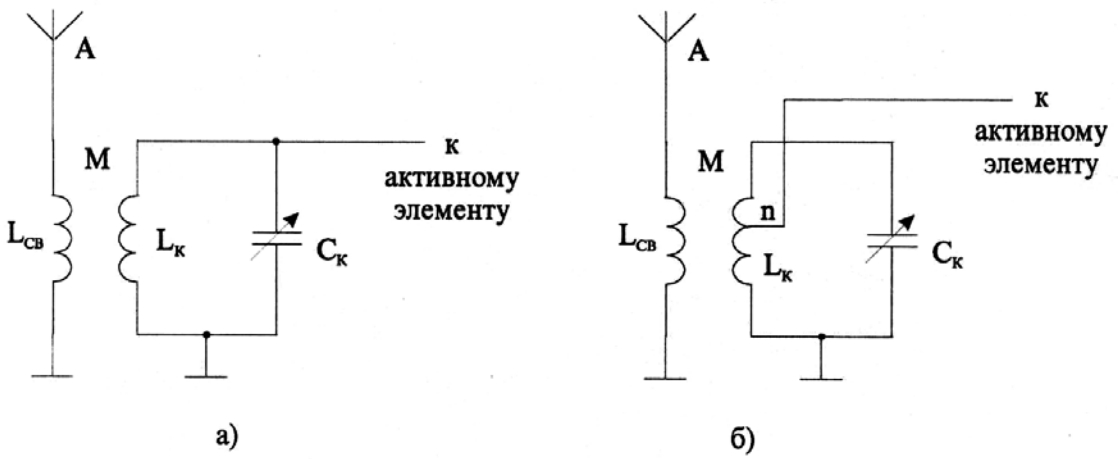


Рис. 4.16 Входная цепь с индуктивной
(трансформаторной) связью с антенной [30]:
а – полное включение контура в цепи АЭ;
б – автотрансформаторное включение контура в цепи АЭ

Основные соотношения

$$K_0 = \frac{nMQ_{ЭК}}{L_{A_ЭКВ}\left|1 - \frac{\omega_{0_A}^2}{\omega_0^2}\right|}$$ - резонансный коэффициент передачи;

$L_{A_ЭКВ} = L_A + L_{СВ}$ - эквивалентная индуктивность антенны;

$\omega_{0_A} = \sqrt{\frac{1}{L_{A_ЭКВ}C_A}}$ - собственная резонансная частота антенны

Для получения хорошей равномерности резонансного коэффициента передачи от частоты настройки ВЦ необходимо выполнение условий:

или $\omega_{0_A} < \omega_{0_MIN}$ (режим удлинения антенны) (предпочтительней)
или $\omega_{0_A} > \omega_{0_MAX}$ (режим укорочения антенны

При низкочастотной настройке антенны

$\omega_{0_A}^2 << \omega_{0_MIN}^2$ и неизменных в процессе перестройки эквивалентной добротности и коэффициента трансформации

$$K_0 = nM\frac{Q_{ЭК}}{L_{A_ЭК}} = const.$$

Внутриемкостная связь ВЦ с антенной

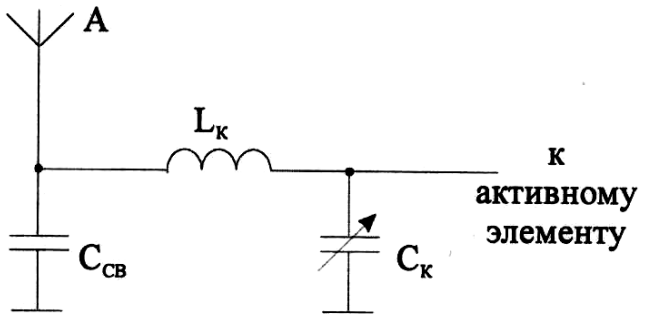


Рис. 4.17 Входная цепь с внутриемкостной связью с антенной [10]

Комбинированная связь ВЦ с антенной

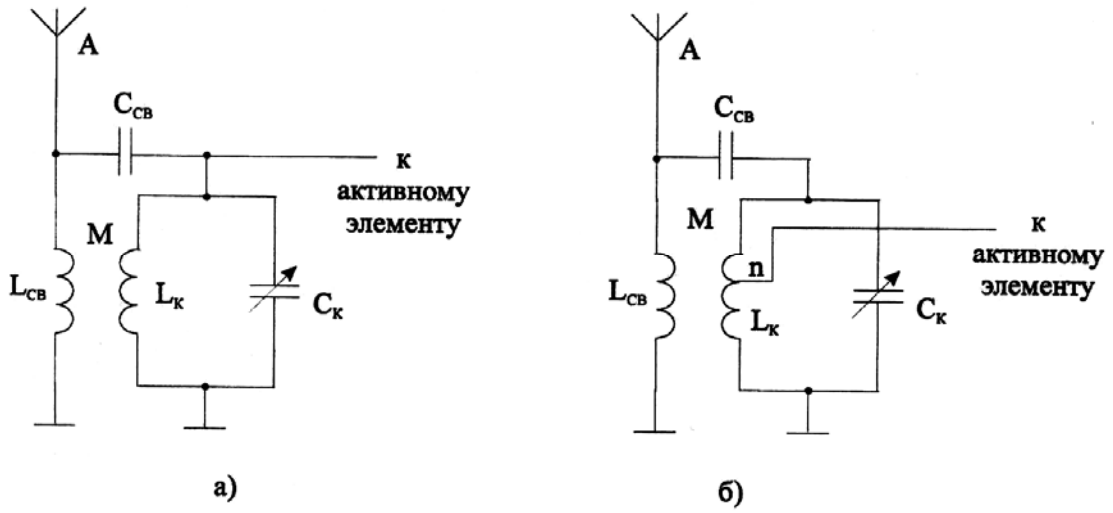


Рис. 4.18 Входная цепь с комбинированной связью с антенной [2], [30]:
а – связь с АЭ полная;
б – связь с АЭ автотрансформаторная

ВЦ с фильтром сосредоточенной избирательности

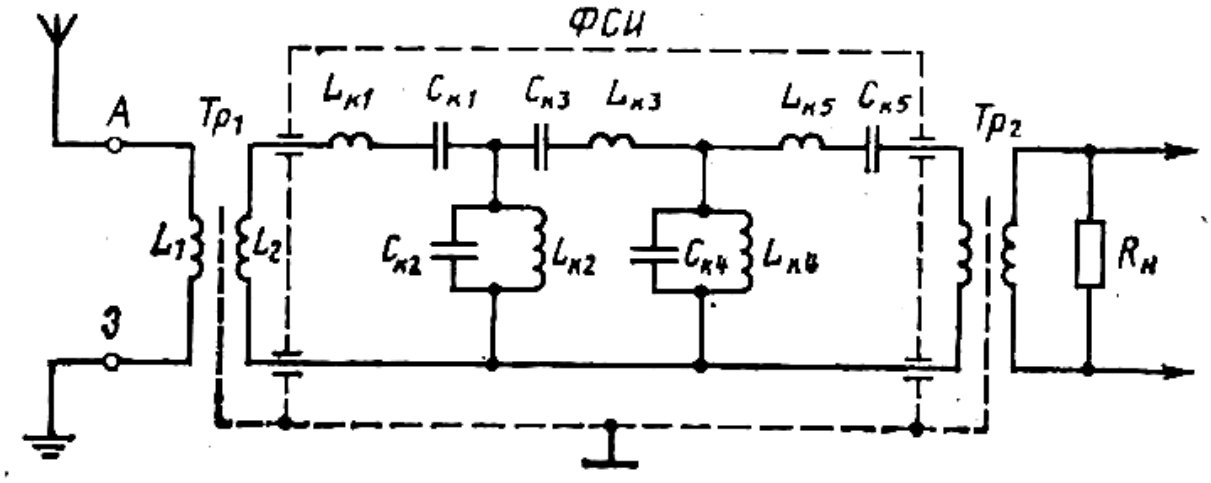


Рис. 4.19 Входная цепь с фильтром сосредоточенной избирательности [2]

Двухконтурная входная цепь

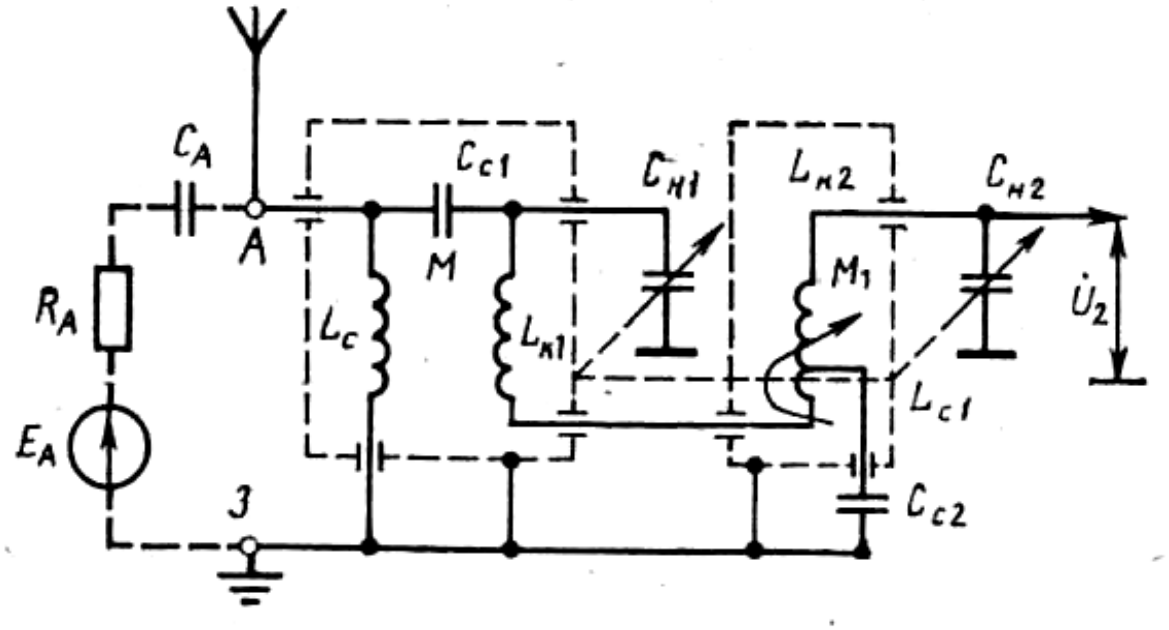


Рис. 4.20 Двухконтурная входная цепь [2]

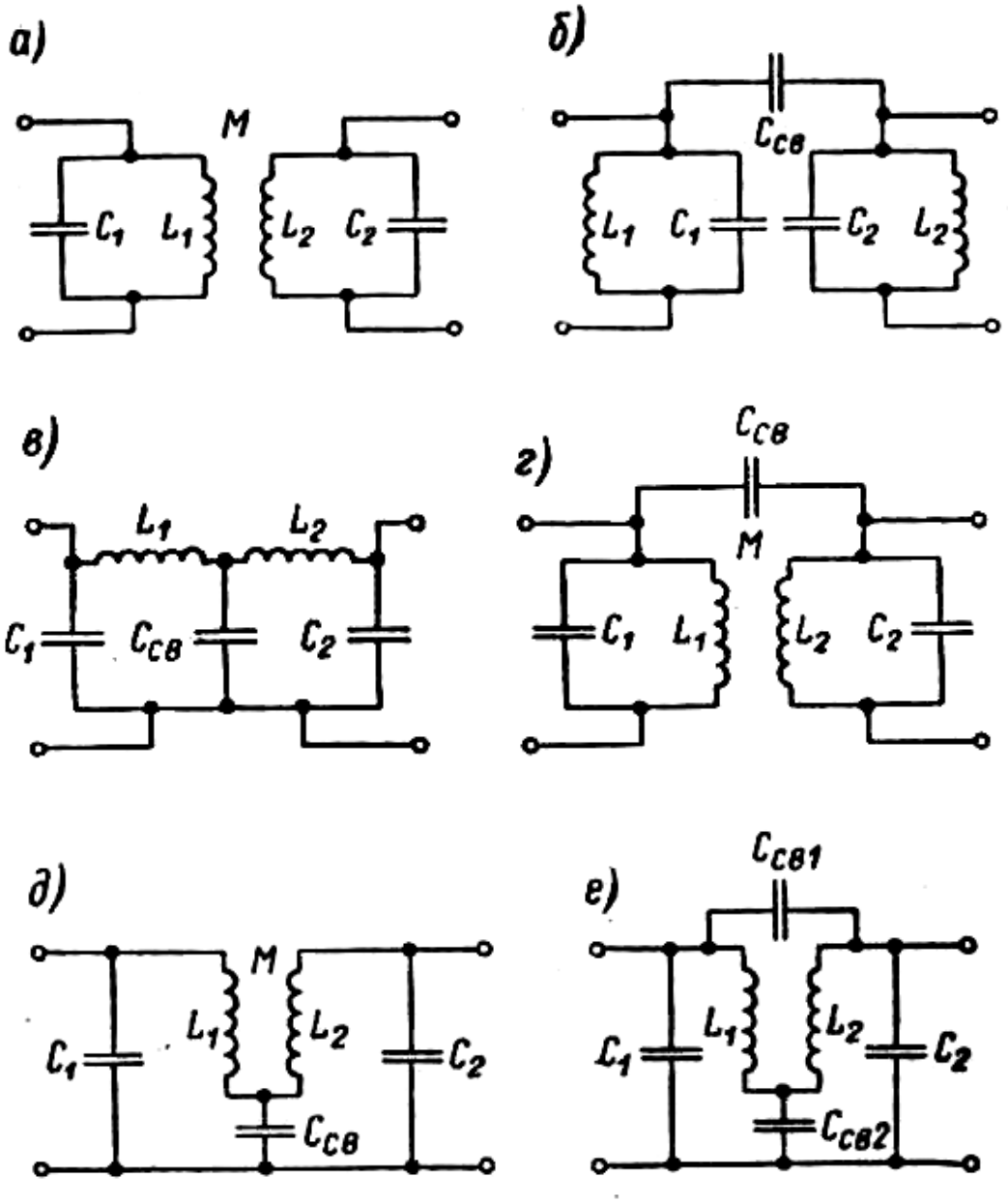


Рис. 4.21 Схемы двухконтурных фильтров с различной связью между контурами [30]:
а – трансформаторная;
б – внешнеемкостная;
в – внутриемкостная;
г – трансформаторная и внешнеемкостная;
д – трансформаторная и внутриемкостная;
е – внешнеемкостная и внутриемкостная

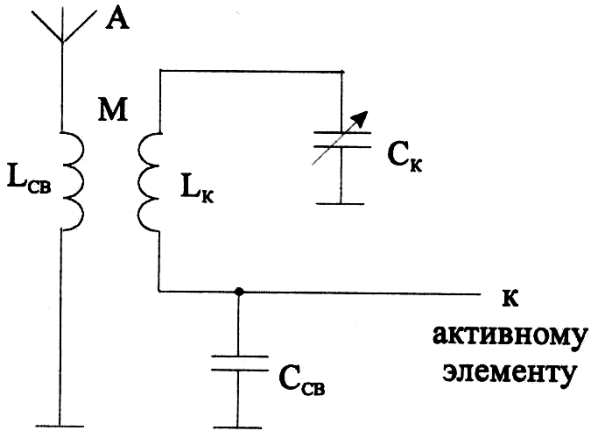


Рис. 4.22 Входная цепь с индуктивной связью с антенной и внутриемкостной связью с АЭ [10]

Примеры ВЦ на сверхвысоких частотах

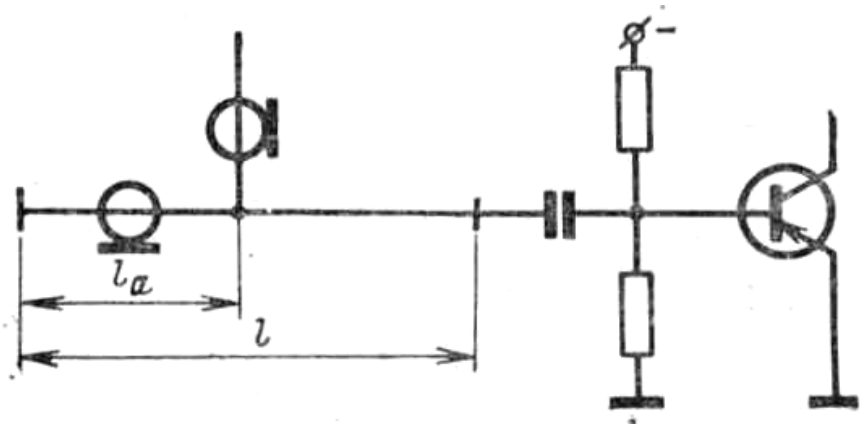


Рис. 4.23 Входная цепь диапазона ДМВ на отрезках коаксиальных линий передачи [1]

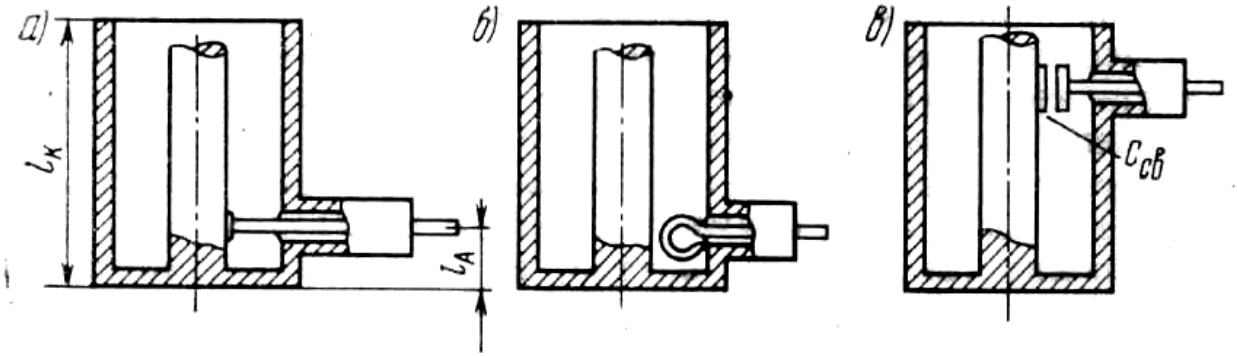


Рис. 4.24 Способы связи с коаксиальными резонаторами [10]:
а – при помощи отвода;
б – виток связи;
в – емкость связи

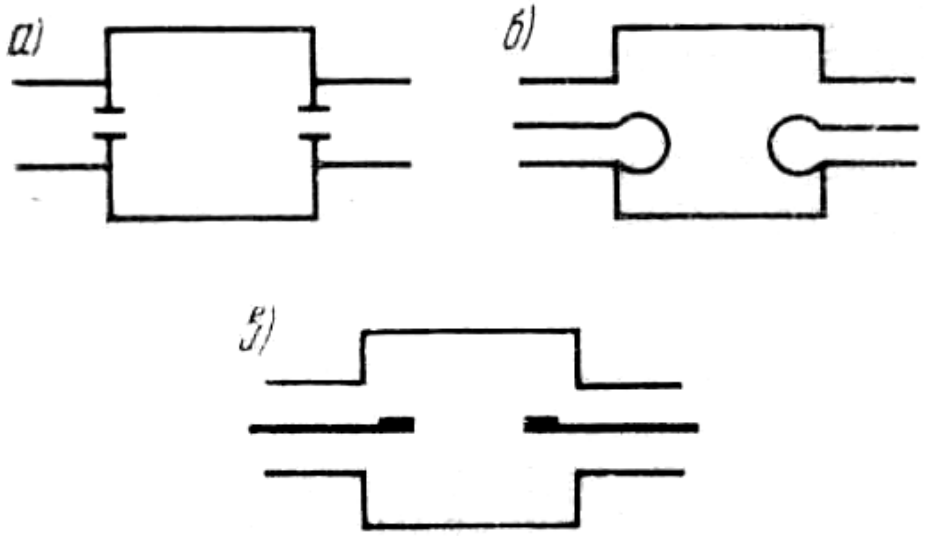


Рис. 4.25 Входная цепь на объемных резонаторах [10]:
а – связь при помощи диафрагмы;
б – петли;
в – зонда

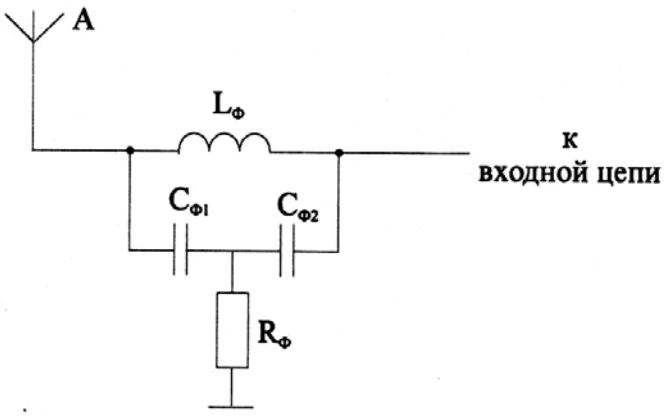


Рис. 4.26 Режекторный фильтр для подавления помех
на промежуточной частоте [5]

$$f_{РЕЖ} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_Ф C_Ф R_Ф}}\ ,\ C_Ф = C_{Ф1} = C_{Ф2}$$

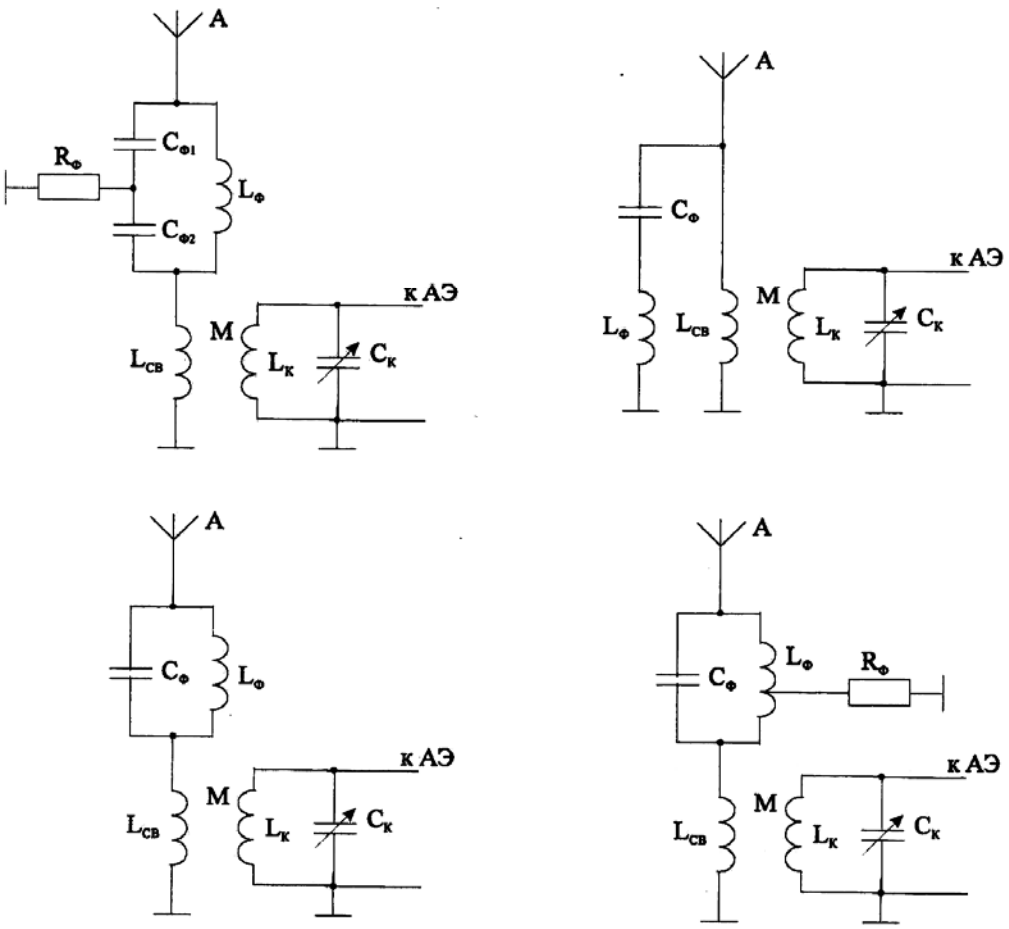


Рис. 4. 27 Схемы включения фильтров для подавления помех
на промежуточной частоте во входную цепь
с индуктивной связью с антенной [64]

Эквивалентная схема автотрансформаторной входной цепи

К эквивалентной автотрансформаторной схеме можно свести все типы входных цепей.

Используется настроенная антенна

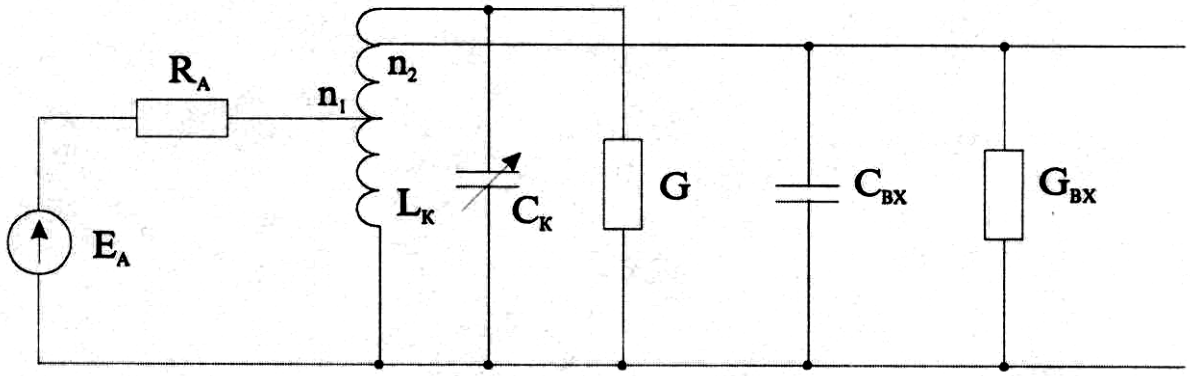


Рис. 4.28 Эквивалентная схема входной цепи с двойной автотрансформаторной связью [5]

$n_1 = \dfrac{U_A}{U_K}$ - коэффициент трансформации 1

$n_2 = \dfrac{U_{BX_1}}{U_K}$ - коэффициент трансформации 2

$K_0 = \dfrac{U^0_{BX_1}}{E_A}$ - резонансный коэффициент передачи

$G_{ЭК} = n_1^2 G_A + G + n_2^2 G_{BX}$ - эквивалентная проводимость нагруженного контура

Для обеспечения максимального уровня сигнала на входе первого каскада, антенна должна быть согласована со ВЦ. Это достигается при

$$n_{1_СОГЛ} = \sqrt{\frac{G + G_{BX} n_2^2}{G_A}},$$

Тогда

$$K_0 = \frac{n_2}{2}\sqrt{\frac{G_A}{G + n_2^2 G_{BX}}}.$$

Если пренебречь потерями во ВЦ то

$$n_{1_СОГЛ} = n_2\sqrt{\frac{G_{BX}}{G_A}},$$

$$K_{0_СОГЛ} = \frac{1}{2n_{1_СОГЛ}},$$

$$П_{0.707} = f_0 d_{ЭК} = \frac{n_2^2 G_{BX}}{\pi\left(C + n_2^2 C_{BX}\right)}$$

Обобщенная схема избирательной входной цепи

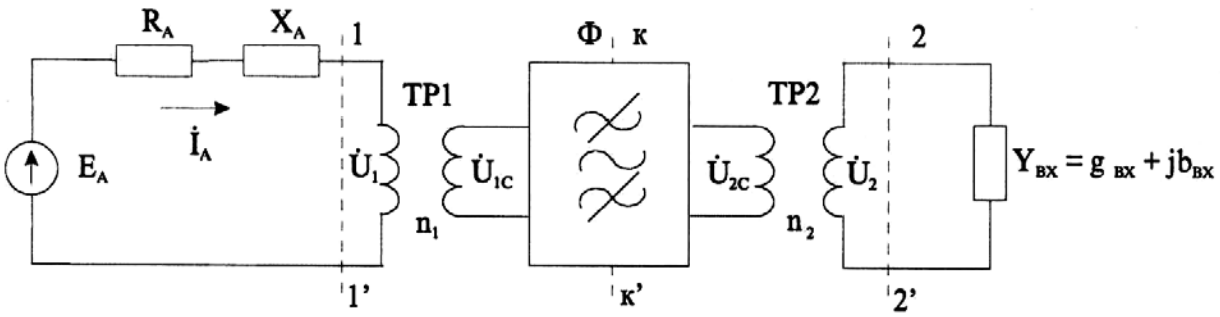
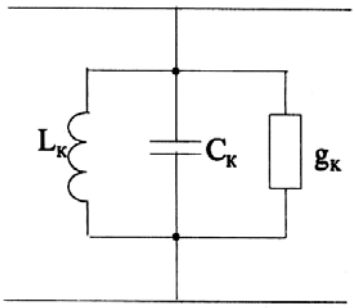


Рис. 4.29 Обобщенная схема избирательной входной цепи [2]:
ТР1, ТР2 – идеальные трансформаторы
с коэффициентами трансформации n_1 и n_2;
Ф – фильтр с эквивалентной схемой



Элементы связи изображены в виде идеального трансформатора ТР1 с коэффициентом трансформации

$$n_1 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_{1C}},$$

что позволяет изменять связь антенной с Ф (избирательной цепью).

Усилительный каскад связан с Ф посредством ТР2 с коэффициентом трансформации

$$n_2 = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_{2C}} \ .$$

Избирательная цепь обладает коэффициентом передачи $\dot{K}_C = \frac{\dot{U}_{2C}}{\dot{U}_{1C}}$

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}_A} = \frac{n_2}{n_1}\dot{K}_C \frac{R_1 + jX_1}{(R_A + R_1) + j(X_A + X_1)},$$

$Z_1 = R_1 + jX_1$ - входное сопротивление нагруженного фильтра, пересчитанное к
зажимам 1-1’

Модуль коэффициента передачи входного устройства

$$K = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right) K_C \sqrt{R_1^2 + X_1^2}}{\sqrt{(R_A + R_1)^2 + (X_A + X_1)^2}}.$$

Упрощения:

**** $R_1 >> X_1, \quad R_1 >> R_A, \quad X_1 >> X_A$

$$K \approx K_C \frac{n_2}{n_1},$$

частотная характеристика определяется $K_C(f)$.

**** $X_A >> X_1, \quad R_A >> R_1, \quad R_A >> R_1$

$$K \approx \frac{n_2}{n_1} \frac{K_C}{X_A} \sqrt{R_1^2 + X_1^2},$$

$K(f)$зависит от $K_C(f)$, $X_A(f)$, $Z_1(f)$.

**** $X_A = 0$ настроенная антенна

$$K = \frac{\left(\frac{n_2}{n_1}\right) K_C \sqrt{R_1^2 + X_1^2}}{\sqrt{(R_A + R_1)^2 + X_1^2}}.$$

Максимальный предельный коэффициент передачи .

Допустим, что фильтр имеет произвольную сложность.

$$P_{BX} = I_1^2 R_1 = \frac{E_A^2 R_1}{(R_A + R_1)^2 + (X_A + X_1)^2}.$$

Известно, что при $R_A = R_1$, $X_A = -X_1$ выходная мощность будет максимальна

$$P_{BX_MAX} = \frac{E_A^2}{4R_A}.$$

Максимальный предельный коэффициент передачи

$$K_{0_MAX_ПР} = \frac{U_{2_MAX}}{E_A} = \frac{1}{2\sqrt{R_A g_{BX}}}$$

<u>Общая теория одноконтурной входной цепи</u>

Рассмотрим обобщенная схема избирательной входной цепи (рис 4.29): ТР1, ТР2 – идеальные трансформаторыс коэффициентами трансформации n_1 и n_2;Ф – фильтр .

Идеальный трансформатор ТР1 не изменяет полную мощность, т.е

$$I_A \dot{U}_1 = \dot{I}_K \dot{U}_K,$$

отсюда

$$n_1 = \frac{\dot{U}_1'}{\dot{U}_K} = \frac{\dot{I}_K}{\dot{I}_A}.$$

Представим источник сигнала в виде эквивалентного генератора тока, подключенного к зажимам к-к’

$$\dot{I}_A^{'} = n_1 \frac{\dot{E}_A}{Z_A}$$

и его проводимость

$$Y_Г^{'} = n_1^2 Y_A = n_1^2 g_A + jn_1^2 b_A .$$

Пересчитаем входную проводимость Y_{BX} усилительного каскада также к зажимам контура, полагая, что идеальный трансформатор ТР2 не изменяет полную мощность

$$Y_{BX}^{'} = n_2^2 Y_{BX} = n_2^2 g_{BX} + jn_2^2 b_{BX}$$

Напряжение на зажимах контура

$$\dot{U}_K = \frac{\dot{I}_K}{Y_K + n_1^2 Y_A + n_2^2 Y_{BX}} .$$

Учитывая ранее полученные выражения, получаем коэффициент передачи ВЦ

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}_A} = n_2 \frac{\dot{U}_K}{\dot{E}_A} = \frac{n_1 n_2}{Z_A\left(Y_K + n_1^2 Y_A + n_2^2 Y_{BX}\right)} .$$

Условие настройки ВЦ на частоту ω_0

$$\omega_0 C_K - \frac{1}{\omega_0 L_K} + n_1^2 b_A + n_2^2 b_{BX} = 0 .$$

Учитывая

$$b_{BX} = \omega_0 C_{BX} \text{ и } b_A = \frac{X_A}{Z_A^2} ,$$

получаем

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_K\left(C_K + n_1^2 C_A + n_2^2 C_{BX}\right)}} ,$$

где $C_A = \dfrac{X_A}{\omega_0 Z_A^2}$ - эквивалентная емкость антенны.

Резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = \frac{n_1 n_2}{Z_A\left(g_K + n_1^2 g_A + n_2^2 g_{BX}\right)}.$$

При $n_2 = const$

$$K_0 = \frac{n_1 n_2}{Z_A\left(g_{K0} + n_1^2 g_A\right)},$$

где $g_{K0} = g_K + n_2^2 g_{BX}$.

Оптимальный коэффициент трансформации определяется из условия

$$n_{1_ОПТ}^2 g_A = g_{K0} \quad \text{или} \quad n_{1_ОПТ} = \sqrt{\frac{g_{K0}}{g_A}}.$$

Максимальный коэффициент передачи

$$K_{0_MAX} = \frac{n_2}{2\sqrt{\left(g_K + n_2^2 g_{BX}\right)R_A}}.$$

При $g_K >> n_2^2 g_{BX}$

$$K_{0_MAX} \approx \frac{n_2}{2\sqrt{g_K R_A}},$$

т.е. линейно зависит от связи n_2 с усилительным прибором.

При $g_K << n_2^2 g_{BX}$

$$K_{0_MAX} \approx \frac{n_2}{2\sqrt{g_{BX} R_A}} = K_{0_MAX_ПР}.$$

В этом случае

$$n_{1_ОПТ}^2 g_A \approx n_2^2 g_{BX}$$

Здесь вносимые проводимости из цепи антенны и со стороны усилительного прибора равны и значительно превышают проводимость контура.

В этом режиме контур выступает как фильтр, лишенный потерь, и, следовательно, удовлетворяет условиям, при которых получены соотношения.

Избирательность входной цепи

Одноконтурная входная цепь представляется эквивалентной схемой одиночного колебательного контура с включенными параллельно вносимыми проводимостями $n_1^2 Y_A$, $n_2^2 Y_{BX}$ и генератором тока $I_A^{'}$.

Как правило, ток генератора и вносимые проводимости при малых расстройках слабо зависят от расстройки.

Поэтому избирательные свойства ВЦ определяются изменением проводимости одиночного контура, обладающего эквивалентной добротностью $Q_Э$.

Уравнение характеристики избирательности при малых расстроек

$$\sigma = \sqrt{1+\xi^2},$$

где $\xi = \dfrac{2\Delta f_1}{\Delta F_0}$ - обобщенная расстройка;

$\Delta F_0 = \dfrac{f_0}{Q_Э}$ - ширина полосы пропускания ВЦ;

$Q_Э = \dfrac{1}{\rho_K g_0}$ - эквивалентная добротность контура.

Избирательность одиночного контура определяется его эквивалентной добротностью $Q_Э$ или полосой пропускания

$$\Delta F_0 = \frac{f_0}{Q_Э} = f_0 \rho_K g_0 = f_0 \rho_K \left(g_K + n_1^2 g_A + n_2^2 g_{BX} \right).$$

При построении ВЦ в диапазоне умеренно высоких частот целесообразно обеспечить максимальную избирательность до первого усилительного каскада.

Поэтому возникает задача выбора коэффициентов трансформации n_1 и n_2 из условия допустимого расширения полосы пропускания реального, конструктивно выполнимого колебательного контура.

Возможен выбор связи из условия допустимого расширения полосы пропускания входного контура, а также выбор связи из условия допустимого смещения настройки входной цепи [2].

Входные цепи при работе с ненастроенными антеннами

Ненастроенные антенны используются на ДВ, СВ, КВ. Поскольку ненастроенные антенны имеют кроме активного входного сопротивление еще и реактивное, то они вносят потери и расстройку.

Расстройка разная, для разных антенн, и не может быть скомпенсирована при настройке приемника одним органом настройки на станцию.

Поэтому связь ВЦ с антенной выбирают слабой из условия допустимой расстройки входного контура.

Ненастроенная антенна вносит небольшое затухание (10-20%). При слабой связи удается работать с ненастроенными антеннами. Коэффициент передачи при этом получается малым, но с этим приходится мириться.

ВЦ с трансформаторной связью с антенной

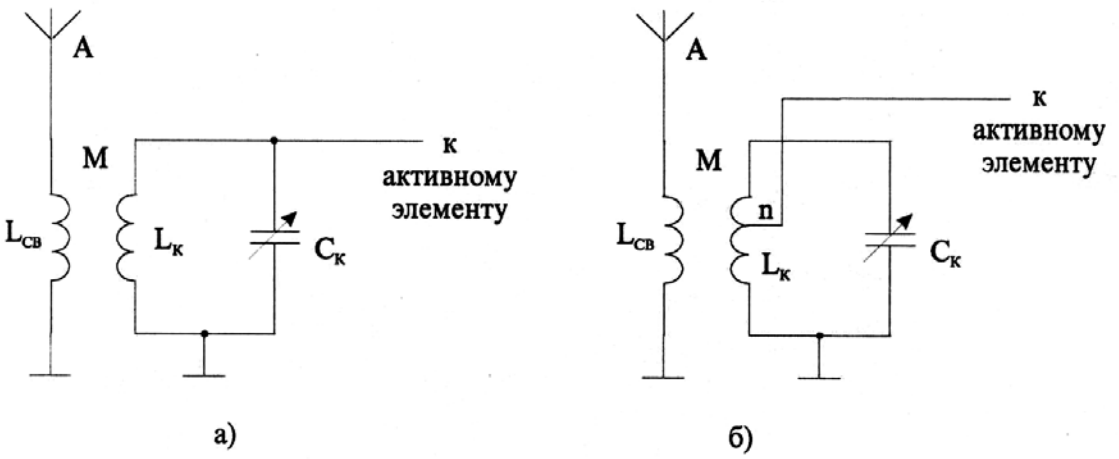


Рис. 4.30 Входная цепь с индуктивной
(трансформаторной) связью с антенной [30]:
а – полное включение контура в цепи АЭ;
б – автотрансформаторное включение контура в цепи АЭ

$K_0 = \dfrac{mnR_{0_Э}}{Z_{A_0}}$ - резонансный коэффициент передачи,

$m = \dfrac{M}{L_K}$ - коэффициент трансформации со стороны антенны,

$$K_0 = \frac{\omega_0 M n Q_Э}{Z_{A_0}}.$$

В выражении для полного сопротивления антенны на частоте резонанса ВЦ можно пренебречь активным сопротивлением

$$Z_{A_0} \approx X_{A_0} = \left|\omega_0 L_A - \frac{1}{\omega_0 C_A}\right| = \omega_0 L_A \left|1 - \frac{\omega_{0_A}^2}{\omega_0^2}\right|,$$

$$\omega_{0_A} = \frac{1}{\sqrt{L_A C_A}},$$

$$L_A = L_{AHT} + L_{CB}.$$

В итоге получаем

$$K_0 = \frac{nMQ_Э}{L_A\left|1 - \frac{\omega_{0_A}^2}{\omega_0^2}\right|} = \frac{k\sqrt{\frac{L_K}{L_A}}}{\left|1 - \frac{\omega_{0_A}^2}{\omega_0^2}\right|} nQ_Э,$$

$k = \frac{M}{\sqrt{L_A L_K}}$ - коэффициент связи .

Резонансный коэффициент передачи зависит от $\frac{\omega_{0_A}}{\omega_0}$

Возможны три случая:

**** $f_{0_A} > f_{MAX}$

**** $f_{0_A} < f_{MIN}$

**** $f_{MIN} < f_{0_A} < f_{MAX}$

При $f_{0_A} > f_{MAX}$ резонансный коэффициент передачи возрастает с частотой т.к. одновременно возрастает резонансное сопротивление контура и проводимость антенны.

При $f_{0_A}^2 >> f_{MAX}^2$

$$K_0 = k\frac{\omega_0^2}{\omega_{0_A}^2}\sqrt{\frac{L_K}{L_A}}nQ_Э .$$

При $n = const$ и $Q_Э = const$

$$K_0 = \omega_0^2 const .$$

Неравномерность по диапазону

$$H = k_{ПД}^2$$

При $f_{0_A} < f_{MIN}$ резонансный коэффициент передачи меняется не так резко, поскольку резонансное сопротивление контура увеличивается а проводимость антенны уменьшается с ростом частоты.

При $f_{0_A}^2 << f_{MAX}^2$

$$K_0 = k\sqrt{\frac{L_K}{L_A}}nQ_Э .$$

При $n = const$ и $Q_Э = const$

$$K_0 = const .$$

Полученные выше выражения справедливы для полевых транзисторов и электронных ламп. В схемах с биполярными транзисторами эквивалентная добротность зависит от частоты из-за вносимого затухания, причем добротность $Q_Э$ уменьшается с ростом частоты, отсюда K_0 тоже уменьшается с ростом частоты.

Режим $f_{MIN} < f_{0_A} < f_{MAX}$ характеризуется значительной немонотонной неравномерностью K_0 от частоты, и, поэтому используется редко, а в радиовещании не используется вообще.

В схеме **ВЦ с трансформаторной связью с антенной и внутриемкостной связью с активным элементом**

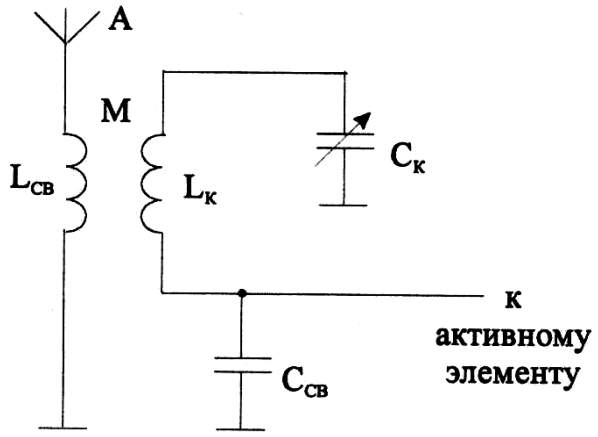


Рис. 4.31 Входная цепь с индуктивной связью с антенной
и внутриемкостной связью с АЭ [10]

$$n = \frac{1}{\omega_0^2 L_K C_{CB}} = \frac{const}{\omega_0^2}.$$

Легко заметить, что изменение K_0 в этом случае возможно только из-за изменения $Q_Э$.

Затухание контура при этом

$$d_Э = d_K + n^2 \rho g_{BX} = d_K + \frac{g_{BX}}{\omega_0^3 L_K C_{CB}^2}.$$

Таким образом с ростом частоты уменьшается эквивалентное затухание, что полезно зля сохранения неизменныи избирательных свойств контура в пределах поддиапазона.

Избирательность при больших расстройках

$$\sigma = \frac{\left|1 - \frac{\omega_{A_0}^2}{\omega^2}\right| \left|\frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1\right|}{d_Э \left|1 - \frac{\omega_{A_0}^2}{\omega_0^2}\right|}$$

ВЦ с внутриемкостной связью с антенной

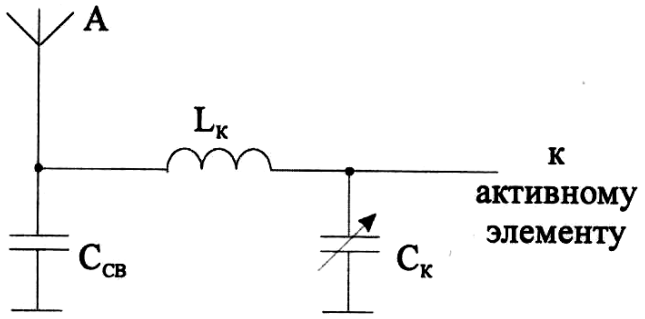


Рис. 4.32 Входная цепь с внутриемкостной связью с антенной [10]

В схеме присутствует емкостной делитель, образованный C_{CB} и

$$C_{\Sigma} = C_K + C_{BX},$$

где C_{BX} - входная емкость активного элемента.

Результирующая емкость контура

$$C = \frac{C_{\Sigma} C_{CB}}{C_{\Sigma} C_{CB}}.$$

$$m = \frac{C}{C_{CB}} \approx \frac{C_{\Sigma}}{C_{CB}}$$ - коэффициент включения со стороны антенны

$$n = \frac{C}{C_{\Sigma}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_K C_{\Sigma}}$$

Пренебрегая активным сопротивлением антенны

$$K_0 = \frac{C_A}{C_{CB}} \frac{Q_Э}{\left| 1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_{A_0}^2} \right|}.$$

Полагая $\omega_{A_0}^2 >> \omega_0^2$

$$K_0 = \frac{C_A}{C_{CB}} Q_Э .$$

При больших расстройках

$$\sigma = \frac{\omega}{\omega_0} \frac{1}{d_Э} \left| \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right| = Q_Э \left| \frac{\omega^2}{\omega_0^2} - 1 \right|$$

ВЦ с внешнеемкостной связью с антенной

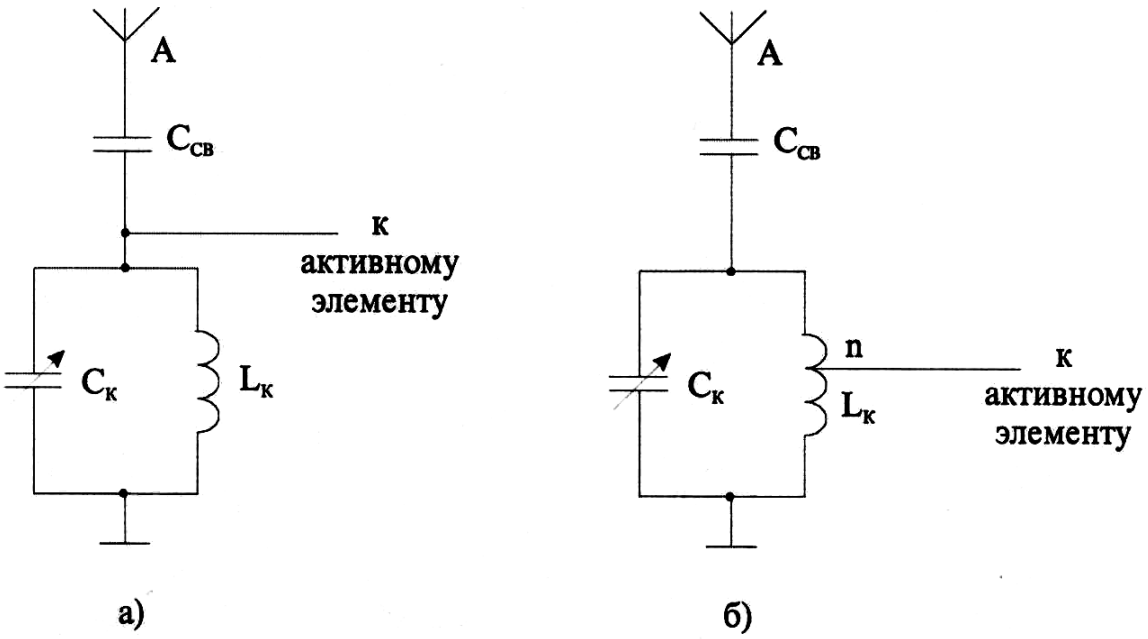


Рис. 4.33 Входная цепь с внешнеемкостной связью с антенной [30]:
а – полное включение контура в цепи АЭ (активного элемента);
б – автотрансформаторная связь контура с АЭ

$$C_A = \frac{C_{AHT} C_{CB}}{C_{AHT} + C_{CB}} .$$

$\frac{1}{\omega C_A} >> \omega L_A >> R_A$, поэтому

$$Z_{A_0} \approx \frac{1}{\omega_0 C_A}$$

$$K_0 = \frac{mnR_{0_Э}}{Z_{A_0}}.$$

$R_{0_Э} = \omega_0 L_K Q_Э$, $m = 1$, получаем

$$K_0 = n\omega_0^2 L_K C_A Q_Э .$$

При $n = const$ и $Q_Э = const$

$$K_0 = \omega_0^2 const .$$

Объясняется тем, что резонансный коэффициент передачи возрастает с частотой т.к. одновременно возрастает резонансное сопротивление контура и проводимость антенны.

Если применить внутриемкостную связь с активным элементом, то

$$K_0 = \frac{C_A}{C_{CB}} Q_Э .$$

При больших расстройках

$$\sigma = \frac{\omega_0}{\omega}\frac{1}{d_Э}\left|\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right| = Q_Э\left|1 - \frac{\omega_0^2}{\omega^2}\right| .$$

ВЦ с рамочной и ферритовой антенной

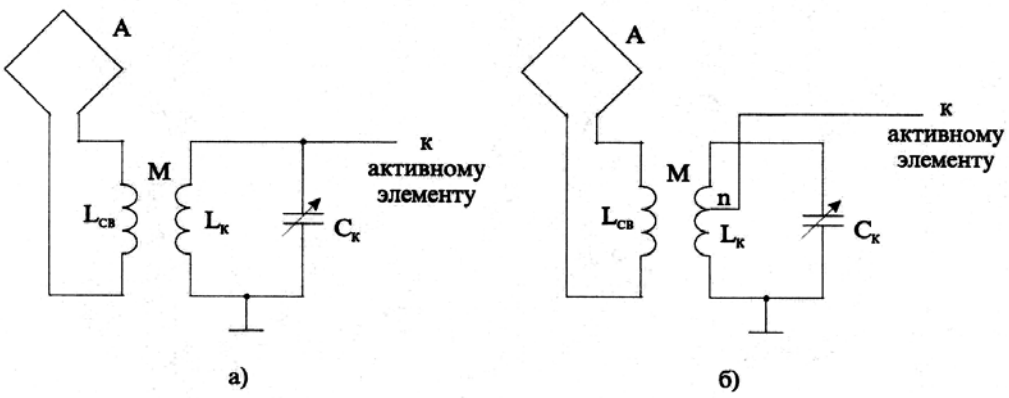


Рис. 4.34 Входная цепь с индуктивной связью с рамочной антенной [10]:
а – полное включение контура в цепь АЭ;
б – автотрансформаторное включение контура в цепь АЭ

$$E_A = E_C h_Д \cos\alpha ,$$

ЭДС в антенне зависит напряженности поля в точке приема, действующей высоты антенны и от направления на источник сигнала.

$$h_Д = \frac{2\pi P_P N_B}{\lambda} ,$$

P_P - периметр рамки;

N_B - число витков;

λ - длина волны.

$$K_0 = \frac{mnR_{0_Э}}{Z_{A_0}} ,$$

$$Z_{A_0} = \sqrt{R_A^2 + (\omega_0 L_\Sigma)^2} ,$$

$$L_\Sigma = L_P + L_{CB} ,$$

L_P - индуктивность рамки.

Для рамок с ферритовым стержнем

$$h_Д = \frac{2\pi P_P N_B \mu_Д}{\lambda}\psi,$$

$\mu_Д$ - действующая магнитная проницаемость;

ψ - коэффициент, определяемый конфигурацией и местом расположения стержня.

Рамка на ферритовом стержне используется в качестве контурной катушки.

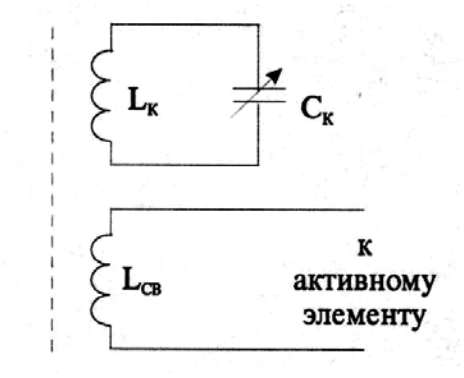


Рис. 4.35 Входная цепь с магнитной (ферритовой) антенной и индуктивной связью с АЭ [64]

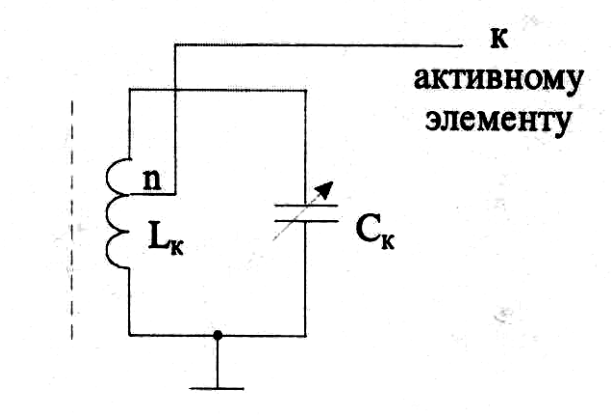


Рис. 4.36 Входная цепь с магнитной (ферритовой) антенной и автотрансформаторной связью с АЭ [10]

$$K_0 = \frac{mnR_{0_Э}}{Z_{A_0}}$$

$$m = 1$$

$$Z_{A_0} = \omega_0 L_K ,$$

$$K_0 = nQ_Э$$

В РПУ с ферритовыми антеннами чувствительность выражается в единицах напряженности поля т.е в $\frac{В}{м}$.

Коэффициент передачи ВЦ по полю

$$K_0 = nQ_Э h_Д$$

ВЦ с комбинированной связью с антенной

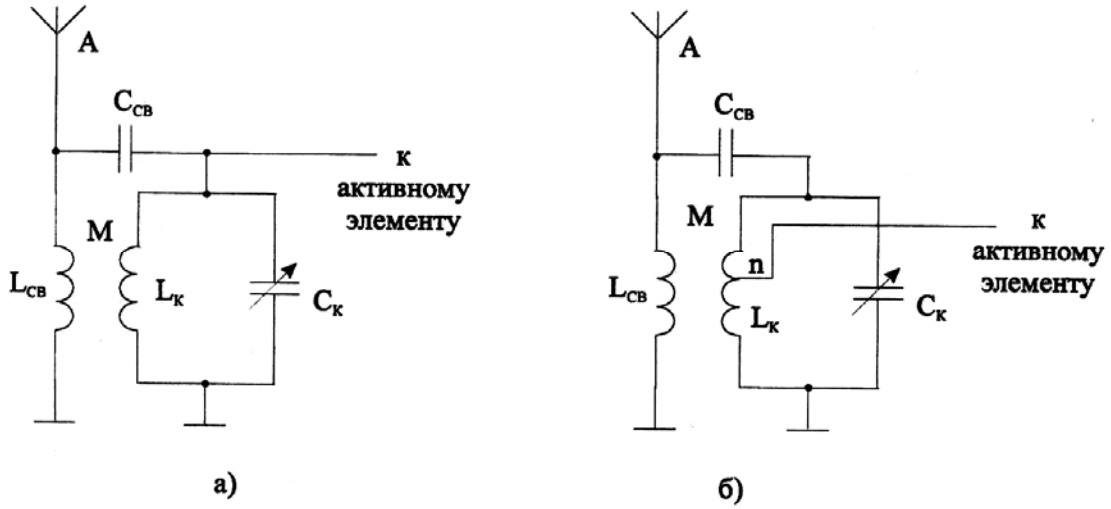


Рис. 4.37 Входная цепь с комбинированной связью с антенной [2], [30]:
а – связь с АЭ полная;
б – связь с АЭ автотрансформаторная

Сочетание внешнеемкостной и индуктивной связи с антенной обеспечивает равномерный резонансный коэффициент передачи в пределах диапазона перестройки ВЦ

ВЦ с полосовыми фильтрами и двухконтурные ВЦ

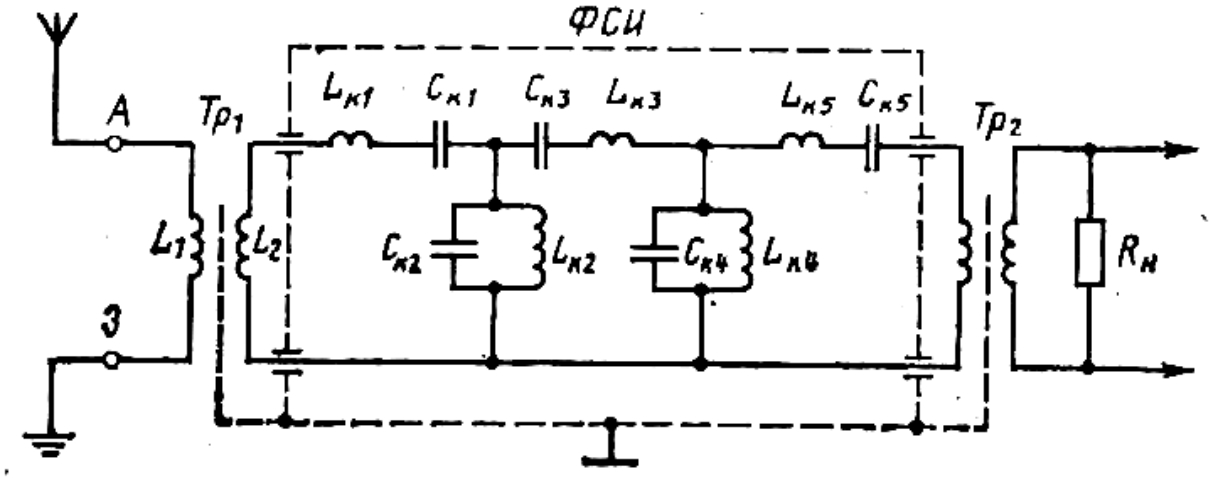


Рис. 4.38 Входная цепь с фильтром сосредоточенной избирательности [2]

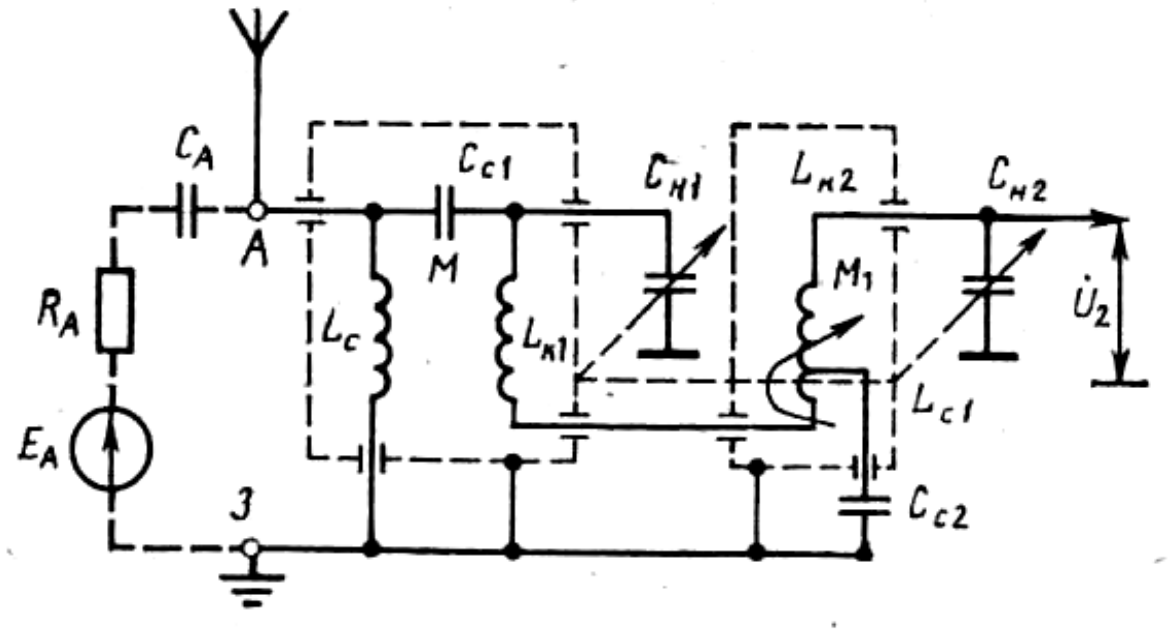


Рис. 4.39Двухконтурная входная цепь [2]

Применяются в диапазонах ДВ и СВ.

Для уменьшения изменения показателей ВЦ при перестройке по частоте применяют комбинированную связь

$$K_0 = \frac{mnR_{0_Э}}{Z_{A_0}} \frac{\eta}{\eta+1}.$$

$$K_0 = k\sqrt{\frac{L_K}{L_A}} \frac{nQ_Э}{\left|1-\frac{\omega_{A_0}^2}{\omega_0^2}\right|} \frac{\eta}{\eta+1}$$

$\eta = \frac{k}{d_Э}$ - обобщенный коэффициент связи контуров.

Входные цепи при работе с настроенными антеннами

Применяются для профессиональной связи и в диапазоне СВЧ, где предъявляются повышенные требования к чувствительности и важно обеспечить наилучшую передачу мощности от антенны на вход РПУ.

Режим характеризуется коэффициентом использования **номинальной мощности**

$$K_P = \frac{P}{P_{НОМ}},$$

$P = U_{BX}^2 G_{BX}$ - мощность, развиваемая на активной составляющей входной проводимости,

$$P_{НОМ} = \frac{E_A^2}{4R_A},$$

$$K_P = 4K_0^2 G_{BX} R_A.$$

Эта величина характеризует степень несогласования фидера со входом РПУ и потери во ВЦ.

Применяются схемы согласования:

**** автотрансформаторная;

**** трансформаторная;

**** емкостной делитель.

ВЦ с автотрансформаторным согласованием

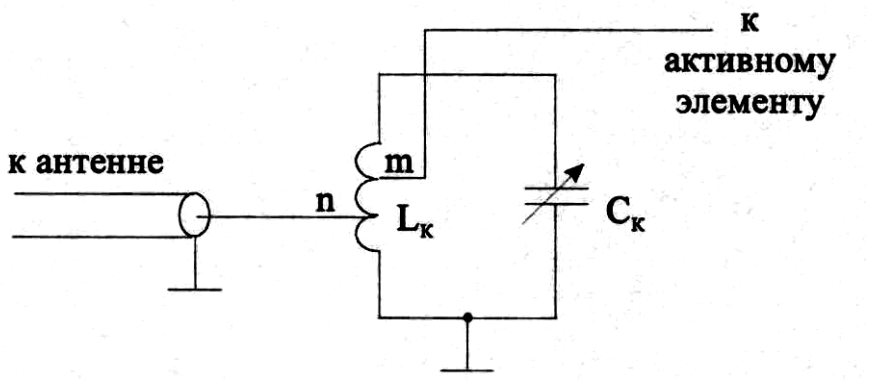


Рис. 4.40 Входная цепь, работающая с настроенной антенной, с питанием через несимметричный фидер и с двойной автотрансформаторной связью с фидером и АЭ [30]

Применяют при использовании несимметричного фидера.

Согласование достигается путем выбора коэффициента трансформации m.

Эквивалентная схема совпадает с обобщенной эквивалентной схемой, для которой:

$$R_A = \rho_A \ , \ X_A = 0 \, , \ \ G_A = \frac{1}{\rho_A} \, , \ Z_{A_0} = \rho_A ,$$

ρ_A - волновое сопротивление фидера.

ВЦ с трансформаторным согласованием

Фидер применяется как симметричный, так и несимметричный.

Особенно распространена для симметричного фидера, т.к. позволяет избавиться от антенного эффекта фидера путем установки электростатического экрана между обмотками трансформатора. Электростатический экран обеспечивает Связь только по магнитному полю и устраняет распределенную емкость между витками катушки связи и контура.

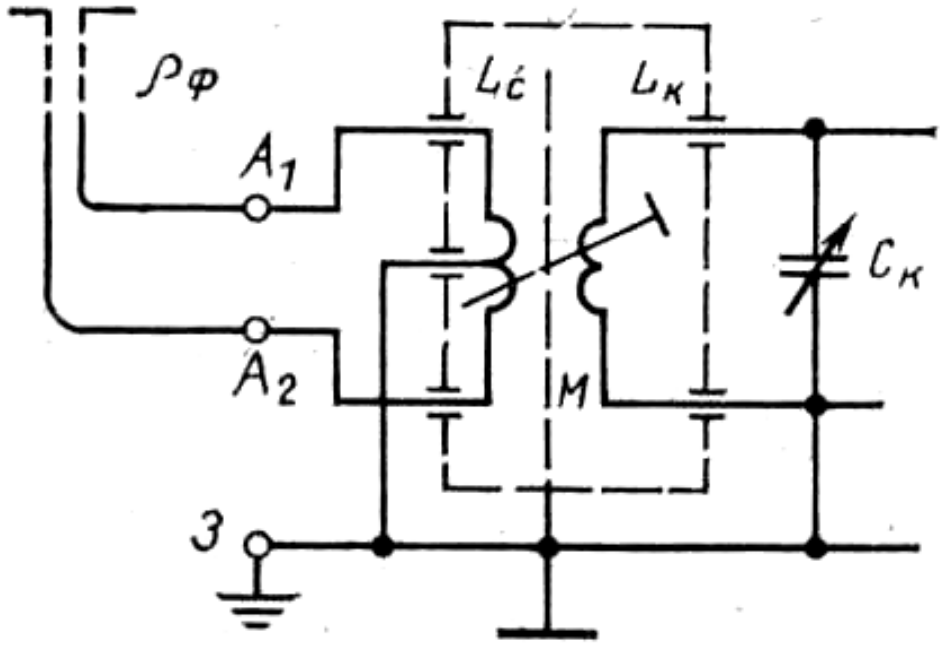


Рис. 4.41 Входная цепь, работающая с настроенной антенной, с питанием через симметричный фидер [2]

$$m = \frac{M}{L_K} = k\sqrt{\frac{L_{CB}}{L_K}},$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_K L_{CB}}}$$ - коэффициент связи.

Необходимый для согласования коэффициент связи

$$k_C = m_{СОГЛ}\sqrt{\frac{L_K}{L_{CB}}} = \sqrt{\frac{L_K}{L_{CB}}}\sqrt{\frac{G_0 + n^2 G_{BX}}{G_A}},$$

$$G_0 + n^2 G_{BX} = \frac{d}{\rho} = \frac{d}{\omega_0 L_K},$$

$$G_A = \frac{R_A}{Z_{A_0}^2} = \frac{\rho_A}{\rho_A^2 + (\omega_0 L_{CB})^2}.$$

В итоге

$$k_C = \sqrt{d}\sqrt{\frac{\rho_A}{\omega_0 L_{CB}} + \frac{\omega_0 L_{CB}}{\rho_A}}\,.$$

Конструктивно достижимый коэффициент связи $k_C \le 0{,}5...0{,}6$. Стремятся сделать минимальным.

$$L_{CB} = \frac{\rho_A}{\omega_0}\,.$$

$$k_{CB_MIN} = \sqrt{2d} = \sqrt{d_Э}\,.$$

ВЦ с такими схемами используют на фиксированных настройках. При работе в полосе частот, настраивают на среднюю частоту.

ВЦ с емкостным делителем

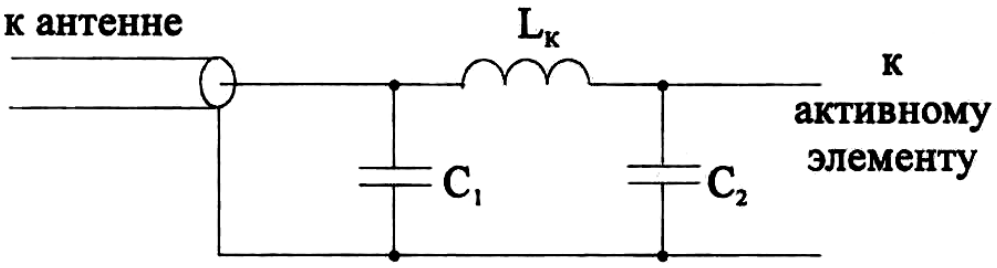


Рис. 4.42 Входная цепь с емкостным делителем, работающая с настроенной антенной с питанием через несимметричный фидер [10]

Контур образован L_K и C,

$$C = \frac{C_1 C_{2\Sigma}}{C_1 + C_{2\Sigma}} + C_L \approx \frac{C_1 C_{2\Sigma}}{C_1 + C_{2\Sigma}}\,,$$

$$C_{2\Sigma} = C_2 + C_{BX}\,,$$

C_{BX} - входная емкость активного элемента.

Емкость C включена последовательно, следовательно суммарная емкость получается меньше, чем в обычных схемах.

$$m = \frac{C}{C_1} \approx \frac{C_{2\Sigma}}{C_1 + C_{2\Sigma}} < 1,$$

$$n = \frac{C}{C_{2\Sigma}} \approx \frac{C_1}{C + C_{2\Sigma}} < 1,$$

$$m + n = 1$$

Если m выбран из условия согласования, то $n = 1 - m_{СОГЛ}$.

Схема используется на высокочастотных диапазонах.

Способы перекрытия заданного диапазона частот

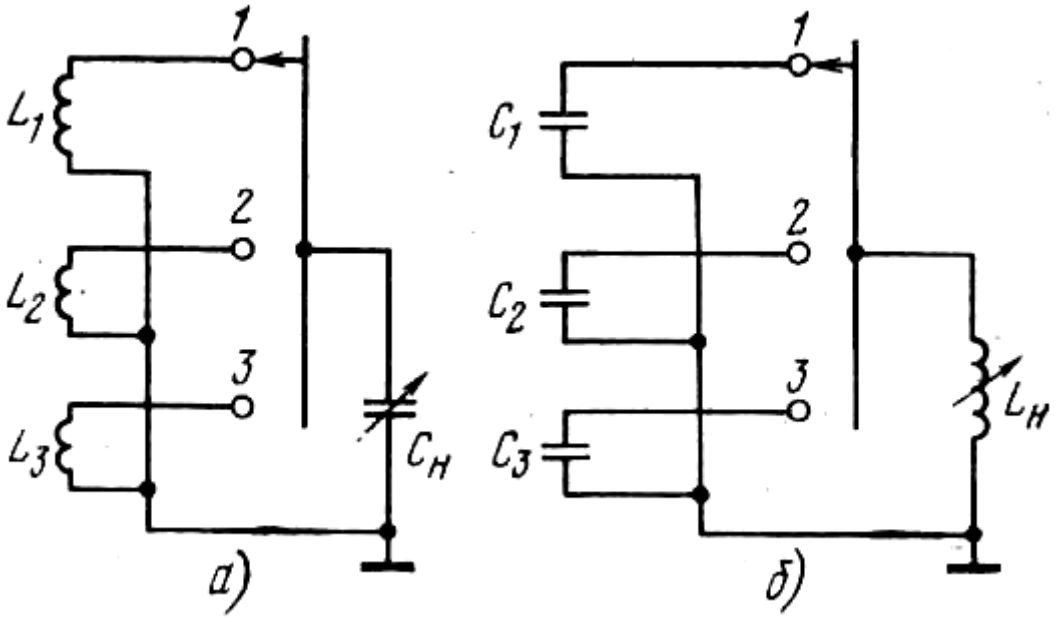


Рис. 4.43 Способы перекрытия заданного диапазона частот [2]:
а – переключением катушек индуктивности;
б – переключением конденсаторов

Входные цепи с электронной настройкой

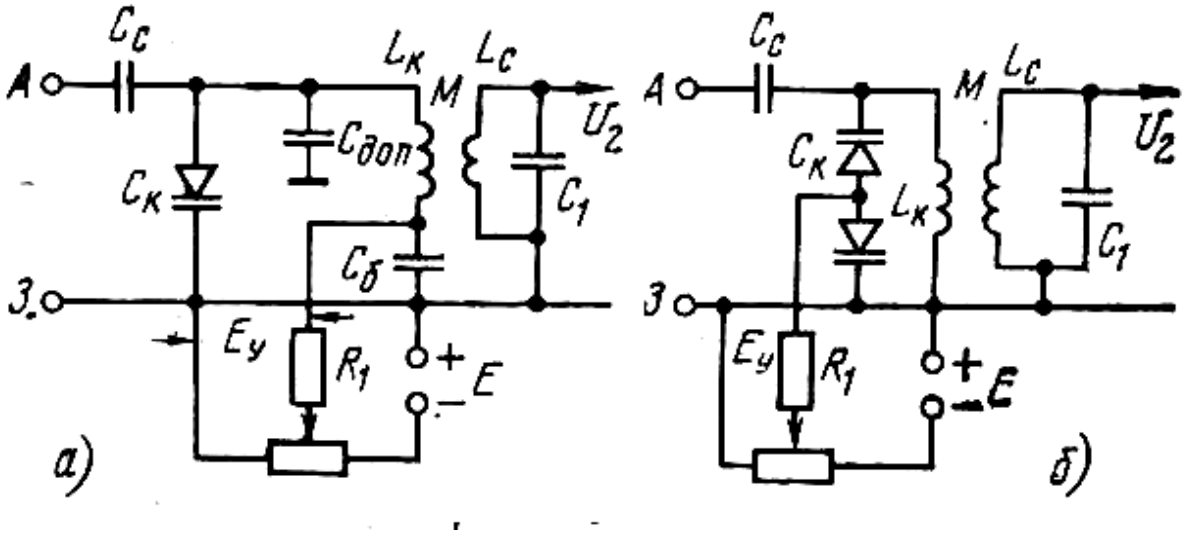


Рис. 4.44 Входная цепь с электронным управлением частотой [2]:
а – с одним варикапом;
б – с варикапной матрицей

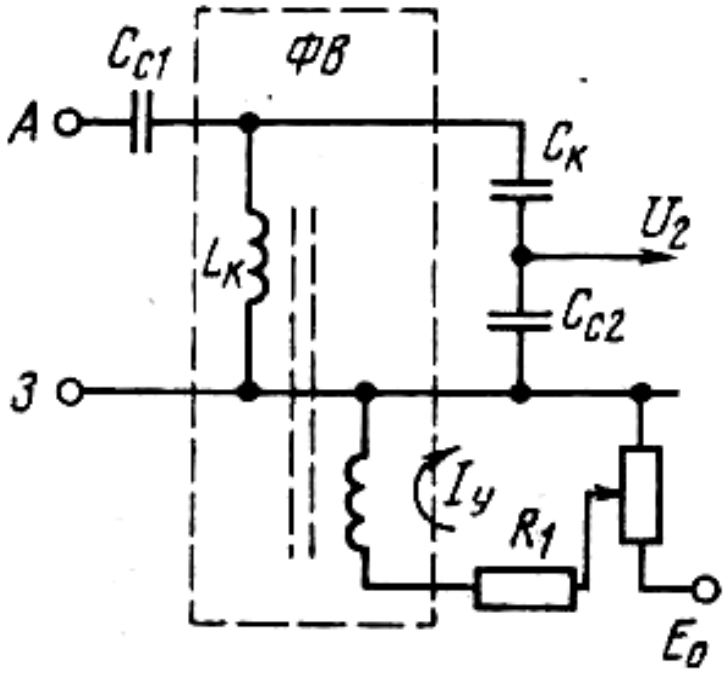


Рис. 4. 45 Входная цепь с электронным управлением частотой
при помощи ферровариометра [2]

Лекция 5

Усилители радиочастоты

Общие положения

Резонансными называют усилители, осуществляющие усиление высокочастотных модулированных колебаний в заданной полосе частот.

В состав УРЧ входят:
- Усилительный прибор (УП);
- Избирательная цепь (ИЦ);
- Цепи связи.

Избирательная цепь выделяет область частот, содержащую основную часть спектра полезного сигнала.

Согласование УП с ИЦ и с нагрузкой осуществляется с помощью реактивных элементов с тем, чтобы не ухудшать усилительные и избирательные свойства.

В качестве усилительных приборов используются:
- Транзисторы;
- Электронные лампы;
- Туннельные диоды;
- Параметрические приборы;
- Квантово-механические приборы;
- Микроузлы, микросборки и т.д.

Нагрузкой УРЧ являются:
- Последующие каскады;
- Преобразователь частоты;
- Детектор.

При необходимости получения больших коэффициентов усиления применяются многокаскадные схемы.

Если избирательные свойства обеспечиваются в предыдущих каскадах и узлах схемы (ВЦ), то УРЧ могут быть апериодическими с резистивными нагрузками.

Следует помнить, что апериодический усилитель обеспечивает меньший коэффициент усиления и имеет избыточную полосу пропускания.

Резонансные усилители делятся на:

- Усилители с постоянной настройкой;
- Усилители с переменной настройкой.

По количеству контуров:
- Одноконтурные;
- Двухконтурные;
- Многоконтурные (в т.ч. УРЧ с фильтрами сосредоточенной избирательности;

В зависимости от полосы пропускания различают: узкополосные $\frac{\Delta F_0}{f_0} < 0.2$, и широкополосные $\frac{\Delta F_0}{f_0} > 0.2$ УРЧ.

При получении широкой полосы возникают трудности, связанные с обеспечением симметрии частотных характеристик.

Простые схемы с 1 и 2 контурами обеспечивают полосу $\frac{\Delta F_0}{f_0} < 0.1$.

Известно, что $\Delta F_K = \frac{f_0}{Q_K}$ - полоса пропускания контура.

Реализуемая добротность Q_K ограничена, поэтому невозможно получить очень узкие полосы.

<u>Основные качественные показатели УРЧ</u>

Резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{\dot{U}_{2_0}}{\dot{U}_{1_0}}.$$

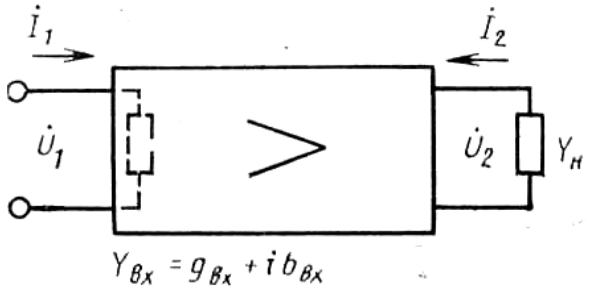


Рис. 5.1 Усилитель высокой частоты как нагруженный четырехполюсник (к определению резонансного коэффициента усиления) [2]

Выходное напряжение зависит от Y_H, при одной и той же выходной мощности. Поэтому используют коэффициент усиления мощности.

Коэффициент усиления мощности

$$K_P = \frac{P_2}{P_{BX}},$$

$$P_2 = U_{2_0}^2 g_H,$$

$$P_{BX} = U_1^2 g_{BX},$$

$$K_P = \frac{U_{2_0}^2}{U_1^2} \frac{g_H}{g_{BX}},$$

$$K_P = K_0^2 \frac{g_H}{g_{BX}},$$

$$K_0 = \sqrt{K_P} \sqrt{\frac{g_{BX}}{g_H}}.$$

В частном случае $g_{BX} = g_H$

$$K_0 = \sqrt{K_P}.$$

Избирательность усилителя

Определяется типом избирательной системы и ее параметрами.

$$\sigma = \frac{K_0}{K}.$$

Избирательность удобно характеризовать коэффициентом прямоугольности $K_П$.

$$K_{П_0,1} = \frac{\Delta F_0}{\Delta F_{0,1}},$$

$$K_{П_0,01} = \frac{\Delta F_0}{\Delta F_{0,01}},$$

ΔF_0 - полоса пропускания по уровню 0.707,

$\Delta F_{0,1}$ - полоса пропускания по уровню 0.1,

$\Delta F_{0,01}$ - полоса пропускания по уровню 0.01.

$K_П < 1$

Коэффициент шума

Этот параметр должен быть минимально возможным.

Искажения сигнала

- Линейные, обусловленные избирательными цепями;
- Нелинейные, вызываемые нелинейностью характеристик УП.

Устойчивость

Характеризует способность усилителя сохранять в условиях эксплуатации мало изменяемыми коэффициент усиления, форму резонансной характеристики и др. показатели.

Устойчивость зависит не только от свойств усилительных элементов, но и от конструкции усилителя, определяющей характер и величину паразитных обратных связей.

<u>Общая теория избирательных усилителей</u>

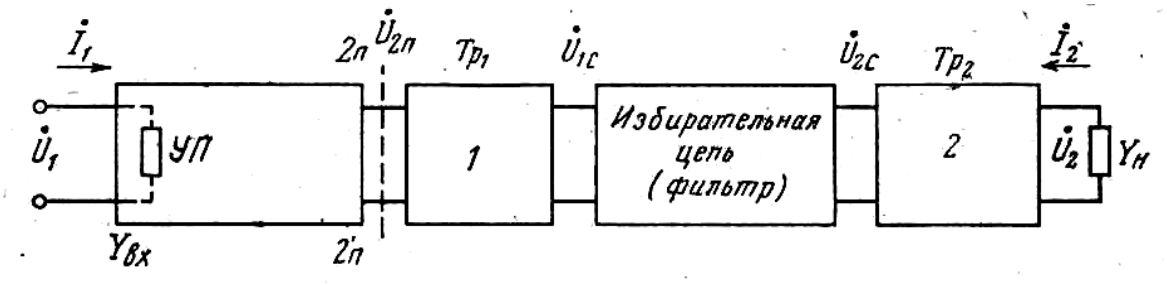


Рис.5.2 Структурная схема избирательного усилителя [2]:
$Тр_1$, $Тр_2$ – согласующие трансформаторы

Любой УП в режиме малых сигналов можно представить в виде линейного активного четырехполюсника, для которого справедливы выражения

$$\dot{I}_{1П} = \dot{Y}_{11}\dot{U}_{1П} + \dot{Y}_{12}\dot{U}_{2П}$$

$$\dot{I}_{2П} = \dot{Y}_{21}\dot{U}_{1П} + \dot{Y}_{22}\dot{U}_{2П}$$

С учетом этого можно по отношению к зажимам $2n - 2n'$ представить УП в виде генератора тока $\dot{Y}_{21}\dot{U}_{1П}$ с внутренней проводимостью $\dot{Y}_{22}$

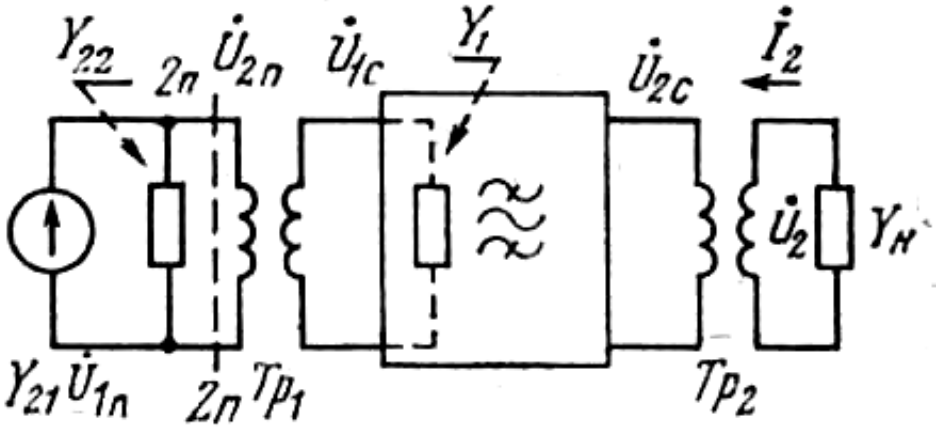


Рис.5.3 Схема избирательного усилителя, в которой усилительный прибор по отношению к зажимам 2n – 2n представлен в виде генератора тока $Y_{21} \cdot U_{1n}$ с внутренней проводимостью Y_{22} [2]

$$n_1 = \frac{\dot{U}_{1C}}{\dot{U}_1},$$

$$n_2 = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_{2C}}.$$

Коэффициент передачи нагруженного фильтра

$$\dot{K}_C = \frac{\dot{U}_{2C}}{\dot{U}_{1C}}.$$

Напряжение на входе Тр1

$$\dot{U}_{2П} = \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_{1П}}{\dot{Y}_{22} + \frac{\dot{Y}_1}{n_1^2}}.$$

$\dot{Y}_1$ - входная проводимость нагруженного фильтра.

Выходное напряжение

$$\dot{U}_2 = \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_{1П}K_C n_2}{\left(\dot{Y}_{22} + \frac{\dot{Y}_1}{n_1^2}\right)n_1}.$$

Коэффициент усиления каскада

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_{1П}} = \frac{\dot{Y}_{21}n_1 n_2 \dot{K}_C}{\dot{Y}_1 + n_1^2\dot{Y}_{22}}.$$

Зависимость $\dot{K}_C$ и $\dot{Y}_1$ от частоты определяет возможность выделения спектра полезного сигнала.

Если требуется, чтобы $\dot{K}_C$ определял избирательность, то достаточно выбрать n_1 из условия

$n_1^2\dot{Y}_{22} >> \dot{Y}_1$, тогда

$$\dot{K} \approx \frac{n_2\dot{Y}_{21}\dot{K}_C}{n_1\dot{Y}_{22}}.$$

Максимальный коэффициент усиления каскада

Считаем, что в каскаде используется фильтр без потерь.

U_2 максимально при максимальном P_2.

Эта выходная мощность реализуется в режиме согласования g_H с внутренней проводимостью генератора сигнала g_{22}

$$P_{2_MAX} = \frac{Y_{21}^2 U_{1П}^2}{4g_{22}}.$$

Мощность потребляемая усилительным каскадом от источника сигнала

$$P_{BX} = U_1^2 g_{BX}.$$

Учитывая $U_1 = U_{1П}$

$$K_{P_MAX} = \frac{P_{2_MAX}}{P_{BX}} = \frac{Y_{21}^2}{4g_{22}g_{BX}},$$

т.е. K_{P_MAX} определяется параметром УП Y_{21}, g_{22} и входной проводимостью g_{BX}, и не зависит от вида схемы усилительного каскада.

Из всех известных схем включения УП $g_{22} g_{BX} \to \min$ в схеме ОЭ, ОИ, общий катод и им отдают предпочтение на практике.

$$K_{0_MAX} = \sqrt{K_{P_MAX}} \sqrt{\frac{g_{BX}}{g_H}} = \frac{0.5 Y_{21}}{\sqrt{g_{22} g_H}}.$$

Частный случай при $g_H = g_{BX}$

$$K_{0_MAX} = \frac{0.5 Y_{21}}{\sqrt{g_{22} g_{BX}}}.$$

Схемы усилителей радиочастоты

В работе УРЧ можно выделить два основных режима:

- Безусловно устойчивый;
- Условно устойчивый.

В первом случае усилитель не возбуждается при любых произвольных внешних пассивных нагрузках.

Во втором случае, при некоторых нагрузках может возникнуть самовозбуждение.

Для устранения этого используется компенсирующие нейтрализующие цепочки

$$\dot{Y}_{HT} = -\dot{Y}_{12},$$

$\dot{Y}_{12}$ - проводимость обратной связи транзистора.

Схема УРЧ на биполярном транзисторе

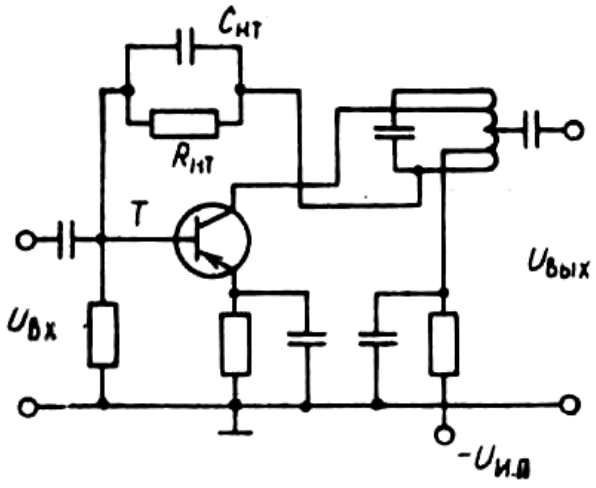


Рис. 5.4 Пример схемы УВЧ на биполярном транзисторе в схеме с общим эмиттером с нейтрализующей цепочкой $R_{НТ}C_{НТ}$ ($Y_{НТ} = -Y_{12}$) [5]

Схема УРЧ на полевом транзисторе

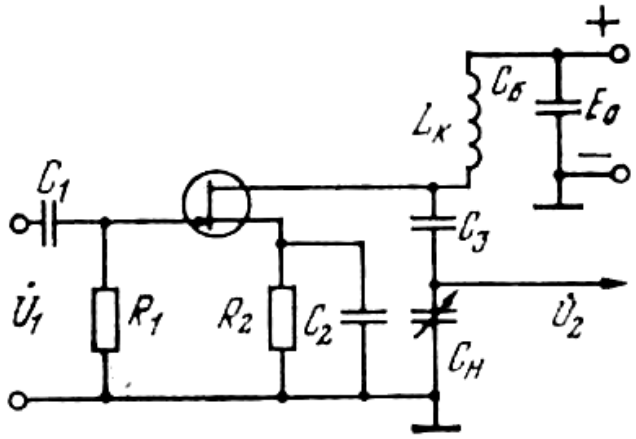


Рис. 5.5 Пример УВЧ на полевом транзисторе [2]

L_K, C_H, C_3 - колебательный контур;

C_3 - предотвращает замыкание источника питания при неисправности C_H,

C_2 - для устранения отрицательной обратной связи из-за переменной составляющей тока истока;

C_1 - разделительный;

R_1 - постоянное смещение на затворе.

Каскодная схема

Предназначена для снижения $\dot{Y}_{12}$, и тем самым, повышения устойчивости.

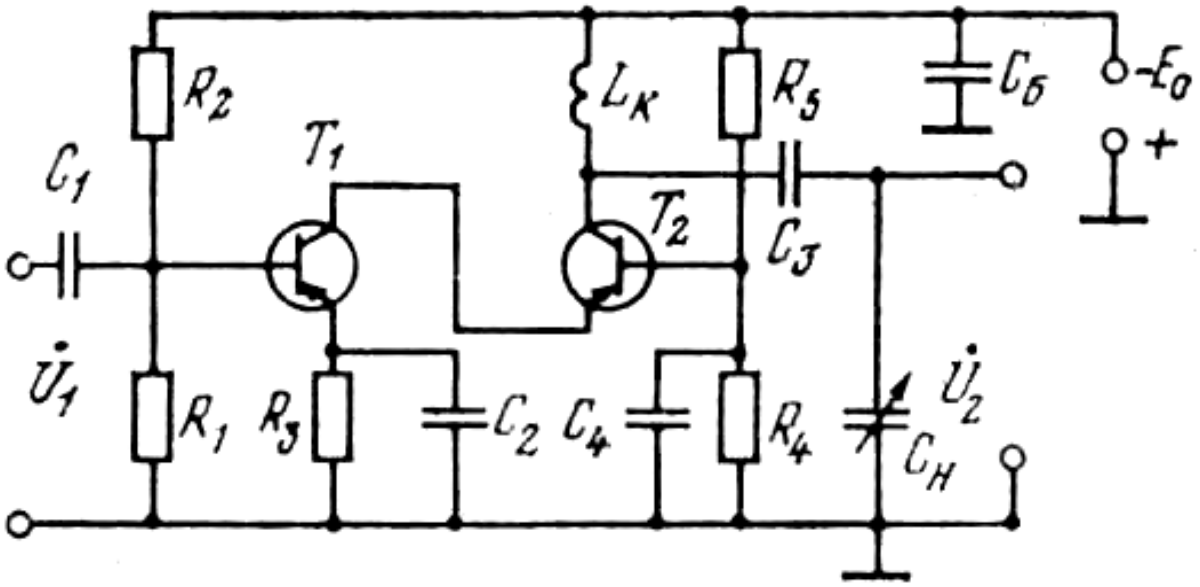


Рис. 5.6 Пример схемы УВЧ с каскодным включением биполярных транзисторов (ОЭ-ОБ) [2]

R_3 - глубокая обратная связь по постоянному току для стабилизации режима T_1,

R_1, R_2, R_4, R_5 - установка режима по постоянному току T_1, T_2,
$C_2, C_4, C_Б$ - блокировка цепей по переменному току.
L_K, C_3, C_H - колебательный контур с делителем.

Эквивалентная схема резонансного усилителя радиочастоты

Схема совпадает с эквивалентной схемой входной цепи.

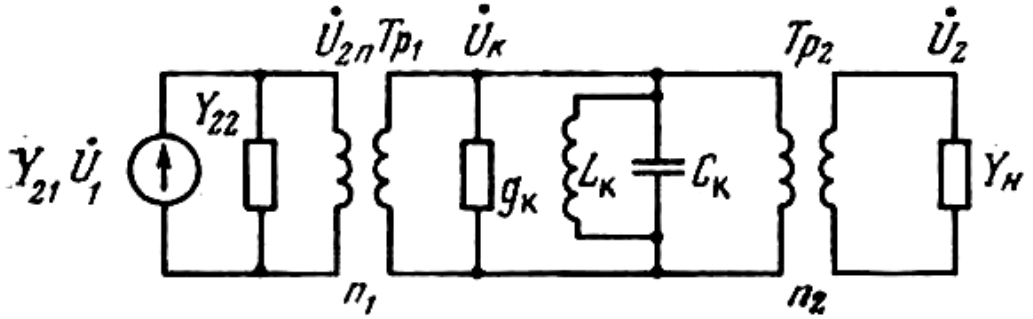


Рис. 5.7 Эквивалентная схема резонансного усилителя [2]

$K_C = 1$ - потерь нет.

$$\dot{Y}_1 = \dot{Y}_K + n_2^2 \dot{Y}_H .$$

Коэффициент усиления

$$\dot{K} = \frac{\dot{Y}_{21} n_1 n_2}{Y_K + n_1^2 \dot{Y}_{22} + n_2^2 \dot{Y}_H} .$$

Коэффициент передачи ВЦ и коэффициент усиления резонансного усилителя совпадают, если

$$\dot{Y}_{21} = \frac{1}{\dot{Z}_A}, \quad \dot{Y}_{22} = \dot{Y}_A, \quad \dot{Y}_H = \dot{Y}_{BX} .$$

На частоте настройки происходит компенсация реактивных проводимостей

$$b_K + n_1^2 b_{22} + n_2^2 b_H = 0$$

$$K_0 = \frac{Y_{21} n_1 n_2}{g_K + n_1^2 g_{BX} + n_2^2 g_H} .$$

Т.е. видна аналогичная зависимость от n_1 и n_2, что и у ВЦ.

Если выбрать слабые связи с контуром

$$n_1^2 g_{22} + n_2^2 g_H < g_K ,$$
$$n_1^2 g_A + n_2^2 g_{BX} < g_K ,$$

то при одинаковых n_1, n_2 и g_K в усилителе и ВЦ

$$K_0 = K_{0_ВЦ} Y_{21} Z_{A0} .$$

Т.о. различие только во множителе $Y_{21} Z_{A0}$.

Y_{21} - слабо зависит от частоты, поэтому коэффициент усиления будет меняться при перестройке так же как и коэффициент передачи ВЦ при работе с настроенной антенной, при

$$Z_{A0} = R_{A0} = const .$$

Если сопоставить зависимости от частоты коэффициента усиления резонансного усилителя и коэффициента передачи ВЦ с короткой антенной, для которой

$$Z_{A0} = \frac{1}{\omega_0 C_A}, \text{ то}$$

$$K_0 \approx K_{0_ВЦ} \frac{Y_{21}}{\omega_0 C_A}.$$

Указанные соотношения позволяют определить виды связи n_1 и n_2, необходимые для достижения желаемой зависимости коэффициента усиления от частоты.

Регенеративные и сверхрегенеративные усилители радиочастоты

Коэффициент усиления одноконтурного резонансного усилителя пропорционален эквивалентному сопротивлению контура.

Аналогичная зависимость получена при анализе одноконтурной ВЦ.

Следовательно увеличение эквивалентного сопротивления или добротности путем применения **положительной обратной связи** - регенерации, позволяет увеличить коэффициент усиления и сузить полосу пропускания.

Регенеративный усилитель. Принцип действия.

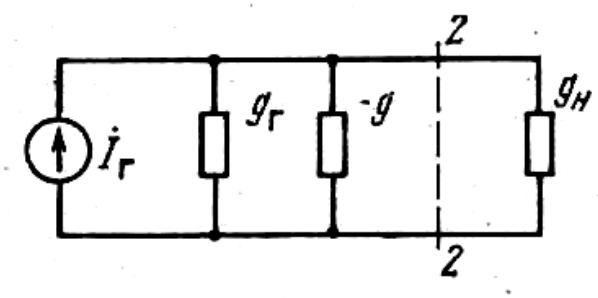


Рис. 5.8 Эквивалентная схема регенеративного усилителя.
Регенерацию создает -*g* [2]

$$P_{H_MAX} = \frac{I_Г^2}{4g_Г}.$$

Использование $(-g)$ позволяет

$$g'_Г = g_Г - |g|,$$

$$|g| = abs(-g).$$

$$P_{H_MAX_РЕГ} = \frac{I_Г^2}{4g'_Г} = \frac{I_Г^2}{4(g_Г - |g|)}.$$

$$K_P = \frac{P_{H_MAX_РЕГ}}{P_{H_MAX}} = \frac{g_Г}{g_Г - |g|}.$$

Следовательно $K_P \to \infty$ при $|g| \to g_Г$, но при этом устойчивость низкая.

Сверхрегенеративный усилитель. Принцип действия

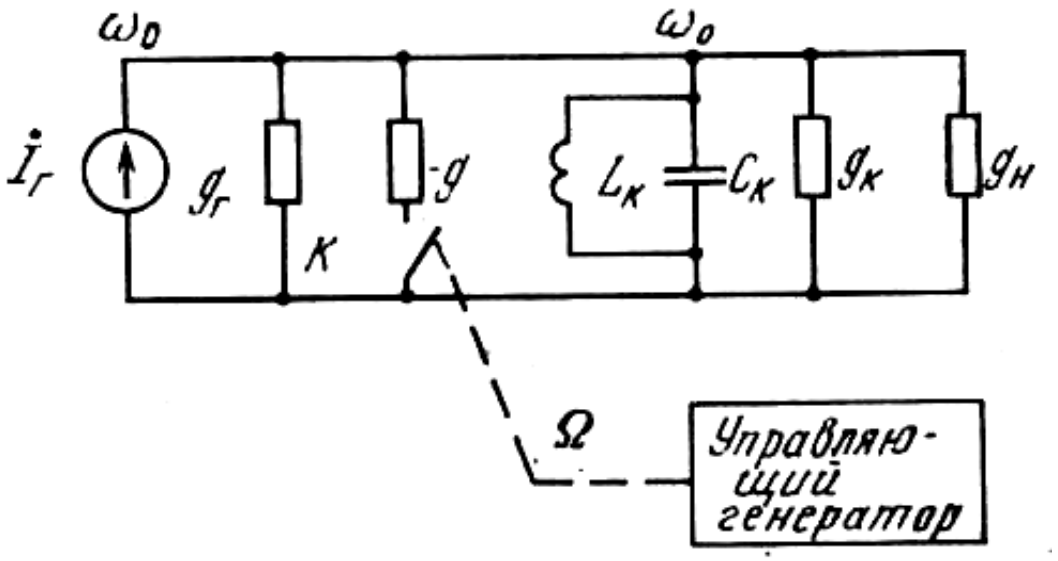


Рис. 5.9 Эквивалентная схема сверхрегенеративного усилителя [2]

$$-g > g_Г + g_H.$$

В моменты включения $(-g)$ достигается экспоненциальное нарастание амплитуды колебаний на частоте ω_0.

Когда $(-g)$ выключена происходит экспоненциальный спад колебаний.

Серии таких колебаний следуют с частотой Ω вспомогательного генератора, а интенсивность определяется действующим входным сигналом. $\Omega \approx 25 - 35 кГц$.

Выделяют два основных режима:

Линейный. За время нарастания колебаний УП не перегружается и следовательно нет ограничений амплитуды колебаний. В этом случае серия экспоненциально-нарастающих колебаний в контуре представляет собой амплитудно-импульсно модулированное колебание (АИМ). Обработка проводится в детекторе.

Нелинейный. Происходит ограничение амплитуды, когда $(-g)$ включена в контур. В этом случае при периодическом скачкообразном изменении проводимости экспоненциальные колебания приобретают форму широтно-импульсных сигналов. Дальнейшая обработка производится в детекторе

Регенеративные усилители СВЧ

Различают два типа регенеративных усилителей диапазона СВЧ:
- Проходные;
- Отражательные.

Отражательные регенеративные усилители

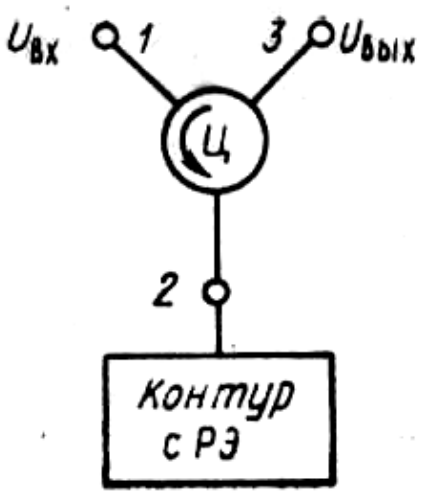


Рис. 5.10 Схема регенеративного усилителя СВЧ отражательного типа с Y- циркулятором [5]

Коэффициент усиления мощности для отражательного усилителя

$$K_P = \left|\dot{\Gamma}\right|^2 = \frac{P_{ОТР}}{P_{ПАД}} = \left|\frac{\dot{Z}_{ВХ} - Z_0}{\dot{Z}_{ВХ} + Z_0}\right|^2 .$$

$\dot{Z}_{ВХ}$ - входное сопротивление резонатора;

Z_0 - волновое сопротивление плеча циркулятора.

Коэффициент усиления мощности для проходного усилителя

$$K_P = \frac{P_Н}{P_{Г_НОМ}},$$

где $P_Н = \dfrac{E_Г^2 R_Н}{|Z|^2}$ - мощность сигнала, выделяемая в нагрузке усилителя,

$\dot{Z} = R_Г + R_Н + r_S - R_- + jX$ - полное сопротивление сигнального контура в месте включения регенеративного элемента;

$P_{Г_НОМ} = \dfrac{E_Г^2}{4R_Г}$ - номинальная мощность источника сигнала.

$$K_P = \frac{4R_Г R_Н}{\left|\dot{Z}\right|^2} .$$

На резонансе

$$K_{P0} = \frac{4R_Г R_Н}{\left(R_Г + R_Н + r_S - R_-\right)} .$$

Введя коэффициент регенерации γ

$$\gamma = \frac{R_-}{\left(R_Г + R_Н + r_S\right)},$$

Получаем значение коэффициента усиления мощности

$$K_P = \frac{4R_Г R_Н}{\left(R_Г + R_Н + r_S\right)^2 \left(1 - \gamma\right)^2} .$$

Эквивалентные схемы

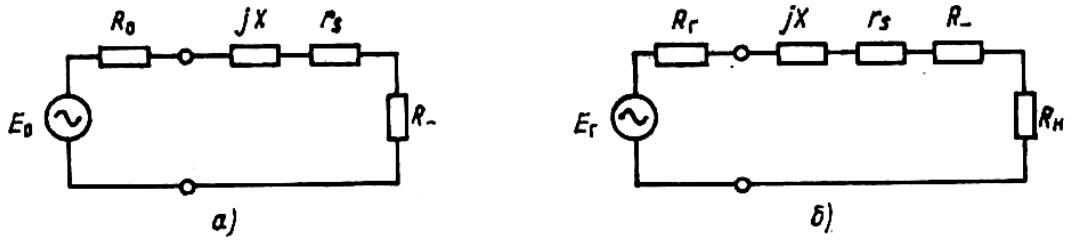


Рис. 5.11 Эквивалентные схемы регенеративных усилителей СВЧ [5]:
а – проходной усилитель;
б – отражательный усилитель

Коэффициент шума и шумовая температура

$$K_{Ш_ПРОХ} = 1 + \frac{r_S T_S}{R_Г T_0} + \frac{R_H T_H}{R_Г T_0},$$

$$T_{Ш_ПРОХ} = \frac{r_S T_S}{R_Г} + \frac{R_H T_H}{R_Г}.$$

$$K_{Ш_ОТР} = 1 + \frac{r_S T_S}{R_Г T_0}\left(\frac{2}{1 - \frac{r_S}{R_0} + \frac{R_-}{R_0}}\right)^2,$$

$$K_{Ш_ОТР} = \frac{r_S}{R_0}\left(\frac{2}{1 - \frac{r_S}{R_0} + \frac{R_-}{R_0}}\right)^2 T_S,$$

T_H - эквивалентная шумовая температура сопротивления нагрузки;
T_S - температура сопротивления потерь;
r_S - сопротивление потерь регенерирующего элемента.

В проходном регенеративном усилителе шумы нагрузки регенерируют равноправно с шумами сопротивления потерь и ухудшают шумовые свойства усилителя, причем T_H зависит от типа последующего каскада.

Если это смеситель на диоде, то $T_H \approx 3...10 \cdot 10^3 K$, что ухудшает шумовые свойства.

Для уменьшения вклада шума нагрузки и повышения устойчивости, между усилителем и нагрузкой включают вентиль с температурой T_0.

В результате получается

$$T_{Ш_ПРОХ} = \frac{r_S T_S}{R_Г} + \frac{R_H T_0}{R_Г}.$$

Отражательные регенеративные усилители имеют более низкие собственные шумы и более пригодны для малошумящего усиления сигналов.

Полупроводниковые параметрические усилители СВЧ

Параметрическим усилителем (ПУ) называется устройство, содержащее колебательный контур, в котором под воздействием внешнего источника (генератора накачки) изменяется энергетический параметр (C или L) и за счет соответствующей организации колебательной системы осуществляется усиление сигнала.

Различают несколько типов параметрических усилителей:

- Полупроводниковые;
- Ферритовые;
- Электронно-лучевые.

Полупроводниковые получили распространение в силу малых мощностей накачки, миниатюрности.

Основа ПУ - параметрический диод – обратно смещенный *p-n* переход, на который подается напряжение смещения $U_{СМ}$ и напряжение накачки $U_{НАКАЧКИ}$.

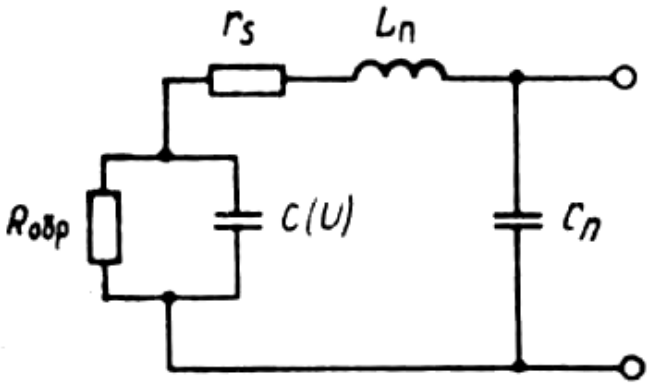


Рис. 5.12 Эквивалентная схема параметрического диода
($L_П$ и $C_П$ – индуктивность и емкость корпуса прибора) [5]

Зависимость емкости *p-n* перехода

$$C = const(\varphi_K - U_{CM})^{-n},$$

φ_K - контактная разность потенциалов,

n - параметр, характеризующий нелинейные свойства,

$n = \frac{1}{2}$ для сварных диодов;

$n = \frac{1}{3}$ для диффузионных диодов.

$C_П, L_П$ - характерны для дискретных приборов (*П* - патрон), и могут быть скомпенсированы подбором резонаторной системы. При интегральном исполнении их можно не учитывать.

$$R_{ОБР} = \frac{dU}{dI} >> \frac{1}{\omega C},$$

то из эквивалентной схемы можно исключить $R_{ОБР}$, $C_П, L_П$.

Зависимость емкости диода от приложенного обратного напряжения накачки:

$$C(t) = C_0 + C_1\cos(\omega_H t) + C_2\cos(2\omega_H t) + ... = C_0(1 + M_1\cos(\omega_H t) + M_2\cos(2\omega_H t) + ...),$$

$M_1 = \frac{C_1}{C_0}$, $M_2 = \frac{C_2}{C_0}$, и т.д. – глубина модуляции по соответствующим гармоникам частоты накачки.

$M_{1,2...}$ зависит от $U_{НАКАЧКИ}$, причем чем оно больше, тем большее отрицательное сопротивление вносится в схему.

В зависимости от соотношения частоты накачки f_H и разностной частоты $f_- = f_H - f_C$, резонансы могут возникать в различных колебательных системах или если $f_- = f_H - f_C \approx f_C$, то в одной колебательной системе.

Следовательно существуют две схемы построения ПУ:

- Одноконтурная;
- Двухконтурная.

Как уже ранее отмечалось, у регенеративных усилителей используются схемы на проход и на отражение.

Последние, при прочих равных условиях, позволяют получить большее значение произведения коэффициента усиления на полосу пропускания при меньшем коэффициенте шума.

Наибольшее распространение получили двухконтурные полупроводниковые ПУ отражательного типа, т.к. они не требуют фазировки f_C и f_H и умеют низкие шумовые температуры в сочетании с большей широкополосностью

Типовая схема двухконтурного ПУ с циркулятором

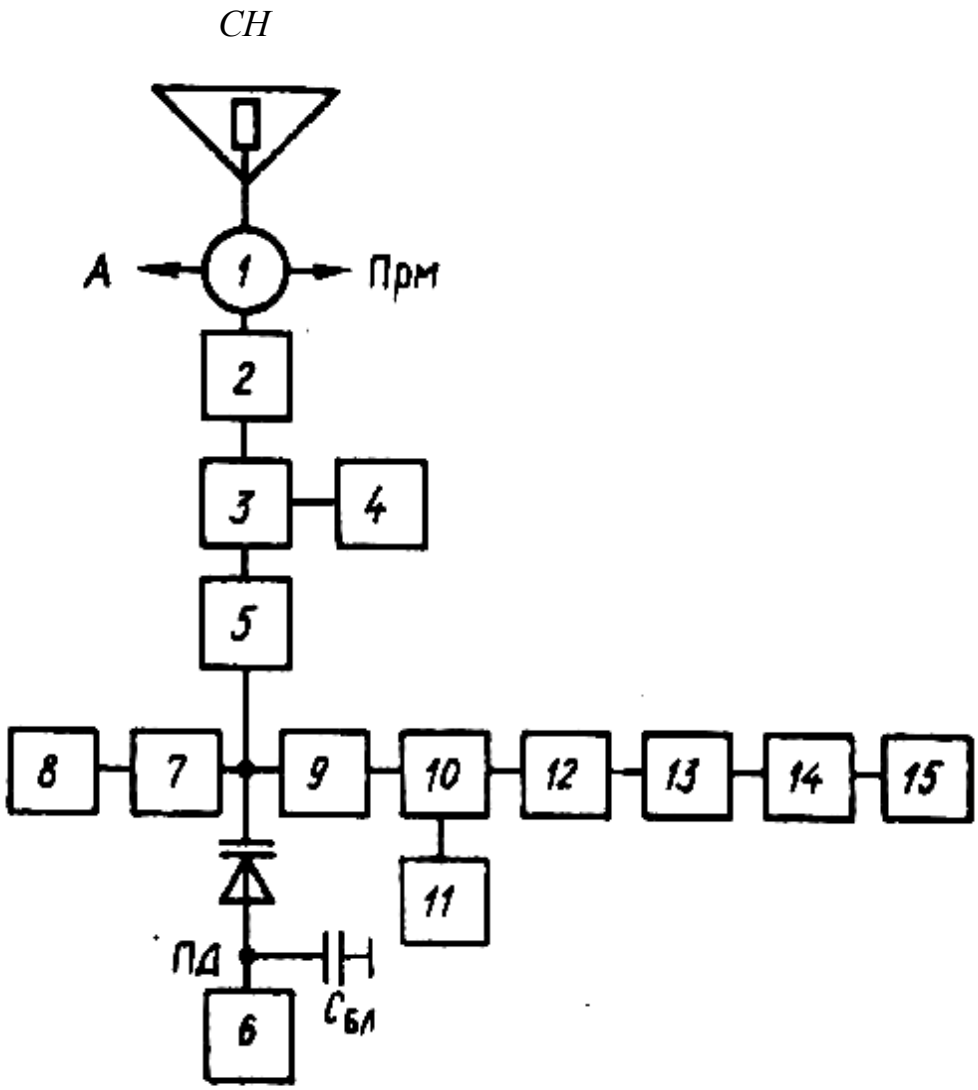


Рис. 5.13 Структурная схема 2-контурного параметрического усилителя с циркулятором:

1 – циркулятор;
2 – ВЧ-трансформатор;
СН – согласованная нагрузка;
3 – резонатор частоты сигнала f_C;
4 – элемент настройки;
5 – ФНЧ для подавления f_H и f_-;
6 – источник постоянного напряжения;
$C_{БЛ}$ – блокировочный конденсатор;
7 – контур разностной частоты $f_- = f_H - f_C$;
8 – элемент настройки;
9 – ФВЧ (или полосовой фильтр);
10 – резонансная система с частотой накачки f_H;
11 – элемент настройки;
12 – ВЧ-трансформатор;
13 – аттенюатор;

14 – ферритовый вентиль;
15 – генератор накачки f_H.

Резонанс на f_- осуществляется либо за счет реактивной составляющей ПД либо контуром 7 с элементом настройки 8.

Рабочая точка ПД задается источником постоянного напряжения 6, закороченная блокировочным конденсатором по высокой частоте.

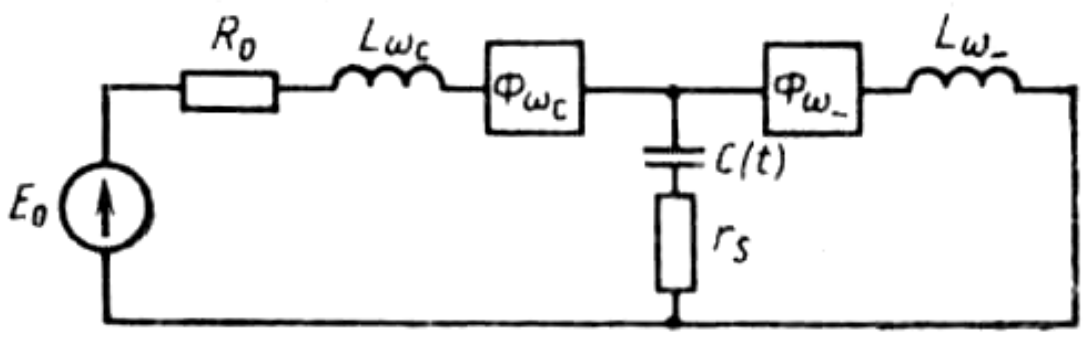


Рис. 5.14 Эквивалентная схема 2-контурного отражательного полупроводникового параметрического усилителя [5]

Т.к. сопротивление генератора $R_Г$ и нагрузки R_H совмещены и равны R_0, то

$$K_P = \frac{4R_0^2}{|\dot{Z}|^2}.$$

$\dot{Z}$ - комплектное сопротивление сигнального контура.

Входное сопротивлении нелинейной емкости на частоте сигнала

$$\dot{Z}_C \approx \frac{1}{j\omega C_0} - \left(\frac{M}{2C_0}\right)^2 \frac{2}{\omega_C \omega_- \dot{Z}^*_{\omega_-}}.$$

$\dot{Z}_{\omega_-} = r_S + jX_{\omega_-}$ - полное комплексное сопротивление контура разностной частоты.

Полное сопротивление контура сигнальной частоты с учетом элементов эквивалентной схемы

$$Z = R_0 + r_S + j\omega L_C + \frac{1}{j\omega C_0} - \left(\frac{M}{2C_0}\right)^2 \frac{1}{\omega_C \omega_- \dot{Z}^*_{\omega_-}} = R_0 + r_S + jX_C - \left(\frac{M}{2C_0}\right)^2 \frac{1}{\omega_C \omega_- \dot{Z}^*_{\omega_-}}.$$

При резонансе $X_C = 0$, $X_{\omega_-} = 0$

$$Z = R_0 + r_S - \left(\frac{M}{2C_0}\right)^2 \frac{1}{\omega_C \omega_- r_S} = R_0 + r_S - R_-.$$

Коэффициент регенерации

$$Z = \frac{R_-}{R_0 + r_S} = \left(\frac{M}{2C_0}\right)^2 \frac{1}{\omega_C \omega_- (R_0 + r_S) r_S}.$$

Полоса пропускания

$$П_{0..5} = \frac{1-\gamma}{\dfrac{Q_C}{f_C} + \gamma \dfrac{Q_{\omega_-}}{f_-}}.$$

Q_C, Q_{ω_-} - нагруженные добротности.

Шумовая температура с учетом определения дифференциального коэффициента шума

$$T_{Ш} = T_У \left(\frac{r_S}{R_0} + \frac{R_0 + r_S}{R_0} \frac{\omega_C}{\omega_-} \gamma \right).$$

Внутреннее сопротивление источника сигнала находится при температуре T_0. $T_У$ - термодинамическая температура, при которой находится усилитель.

При достаточно большом K_P, $\gamma \approx 1$ и $R_0 \approx R_- - r_S$.

Относительная шумовая температура

$$t_{Ш} = \frac{T_{Ш}}{T_У} = \frac{r_S}{R_- - r_S} + \frac{\omega_C}{\omega_-} \frac{R_-}{R_- - r_S}.$$

Введя понятие критической частоты параметрического диода, которая физически соответствует максимальной частоте одноконтурного ПУ

$$\omega_{KP} = \frac{M}{2}\left(\frac{1}{r_S C_0}\right),$$

преобразуем выражение для относительной шумовой температуры, обозначив

$$a = \frac{\omega_-}{\omega_C},$$

$$b = \frac{\omega_{KP}}{\omega_C},$$

$$t_{Ш} = \frac{a^2 + b^2}{a\left(b^2 - a\right)}.$$

$a_{ОПТ} = \sqrt{b^2 + 1} - 1$ (соответствует минимуму $t_{Ш}$).

$$\left(\frac{\omega_-}{\omega_C}\right)_{ОПТ} = \sqrt{\frac{\omega_{KP}^2}{\omega_C^2} + 1}.$$

При $\omega_{KP} >> \omega_C$ минимум $t_{Ш}$ является пологим и выбор ω_H не критичен с точки зрения минимума шумовой температуры.

В случаях когда требуемая шумовая температура не достигается при $T_У = T_0$, единственно возможный вариант – это охлаждение ПУ до низких температур.

При $T = 78K$, $T_{Ш} \approx 20...40K$

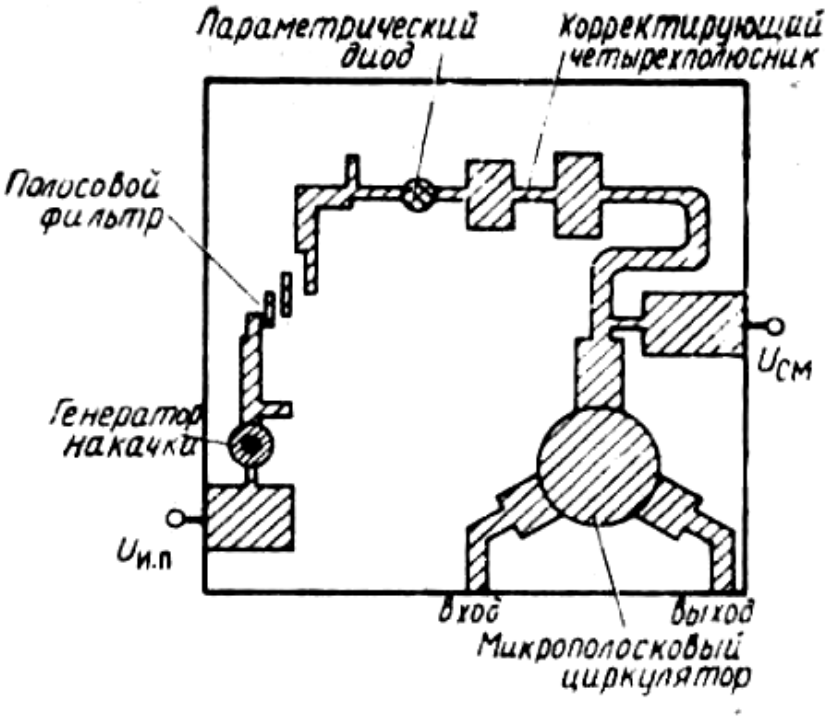


Рис. 5.15 Топологическая схема и конструкция гибридно-интегрального ППУ [5]: диапазон частот – (2,2–2,3) ГГц; $K_P \geq 20$ дБ; $T_Ш \leq 190$ К

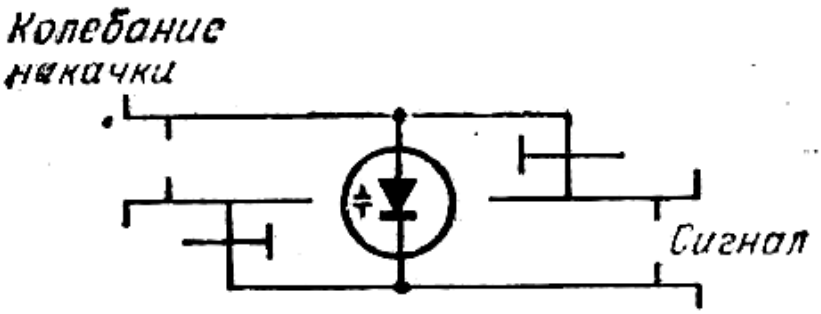


Рис. 5.16 Конструкция параметрического усилителя с непосредственным подключением диода к генератору накачки. Диод располагается в пучностях напряженности электрических полей сигнала и накачки [7]

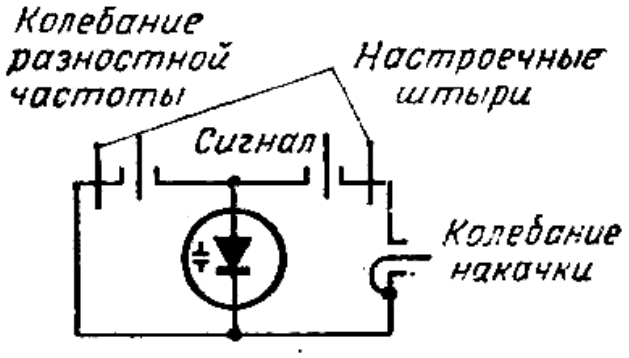


Рис. 5.17 Конструкция параметрического усилителя с использованием нескольких типов колебаний объемного резонатора [7]

Усилители радиочастоты на туннельных диодах

Достоинства:
- Малый коэффициент шума на СВЧ;
- Достаточная широкополосность;
- Возможность использовать в интегральном исполнении.

Типовые характеристики: работают на частотах до 20 ГГц, Усиление 13…20 дБ, коэффициент шума 5…6дБ, полоса пропускания 10-15% от несущей.

Эффект отрицательного сопротивления достигается за счет выбора рабочей точки на падающем участке ВАХ.

$R_{-} = \frac{dU}{dI} = -ctg\alpha$ - несколько десятков Ом.

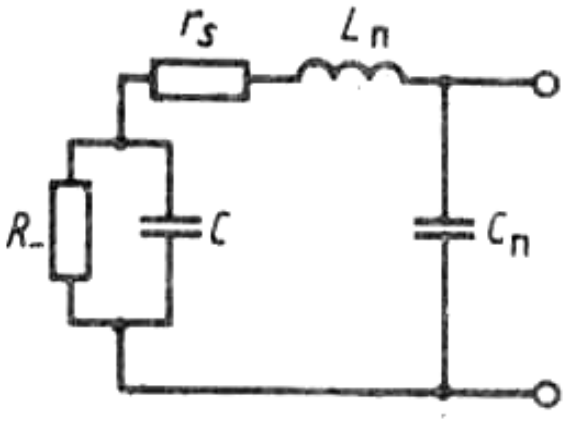


Рис. 5.18 Эквивалентная схема туннельного диода (ТД) [5]

C - емкость открытого $p-n$ перехода;

r_S - сопротивление потерь;

$L_П$, $C_П$ индуктивность выводов и емкость корпуса.

Для устранения низкочастотных релаксаций, сопротивление источника питания ТД выбирают из условия

$$R = R_i + r_S < \left| -R_- \right|.$$

R_i - внутреннее сопротивление источника питания.

Обычно $R \le 0.3\left| -R_- \right|$.

Рассмотрим УТД отражательного типа

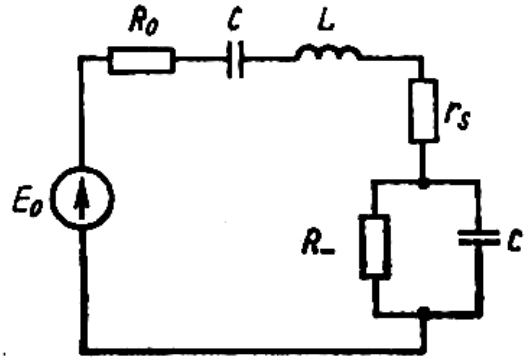


Рис. 5.19 Эквивалентная схема усилителя отражательного типа на туннельном диоде [5]

Полное сопротивление сигнального контура

$$\dot{Z} = R_0 + r_S + j\omega L - \frac{R_-}{1 - j\omega C R_-} = R_0 + r_S - \frac{R_-}{1 + \omega^2 C^2 R_-^2} + j\omega\left(L - \frac{C R_-^2}{1 + \omega^2 C^2 R_-^2} \right).$$

УТД будет работать устойчиво, если выполняется условие положительности общего сопротивления контура и его резонанса

$$R_0 + r_S - \frac{R_-}{1 + \omega^2 C^2 R_-^2} > 0,$$

$$L - \frac{C R_-^2}{1 + \omega^2 C^2 R_-^2} = 0.$$

$$\omega_C = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{1}{R_C}\right)^2} .$$

Условие устойчивой работы УТД на частоте сигнала

$$R_0 + r_S > \frac{L}{R_C} = R_{-ЭК} .$$

Кроме этого для исключения высокочастотных релаксаций необходимо выполнение условия

$$R_ > R_0 + r_S .$$

Окончательно получаем

$$R_ > R_0 + r_S > \frac{L}{CR_} .$$

Коэффициент усиления

$$K_{P0} = \frac{4R_0^2}{(R_0 + r_S)^2 (1-\gamma)^2} .$$

$$\gamma = \frac{R_{-ЭК}}{R_0 + r_S} = \frac{L}{(R_0 + r_S)CR_} .$$

Если резонансная система УТД одноконтурная, то полоса пропускания по мощности

$$П_{0,5} \approx \frac{R_(1-\gamma)}{2\pi C} .$$

Коэффициент шума

$$K_{Ш} = 1 + \frac{r_S}{R_0} + \frac{20I}{R_0}(R_0 + r_S)^2 .$$

I - ток через туннельный диод.

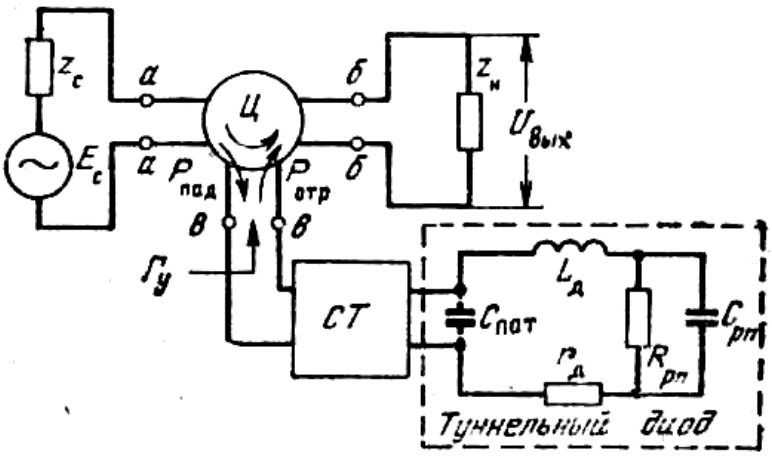


Рис. 5. 20 Принципиальная схема усилителя отражательного типа на туннельном диоде [7]: Ц – циркулятор; СТ – согласующий трансформатор

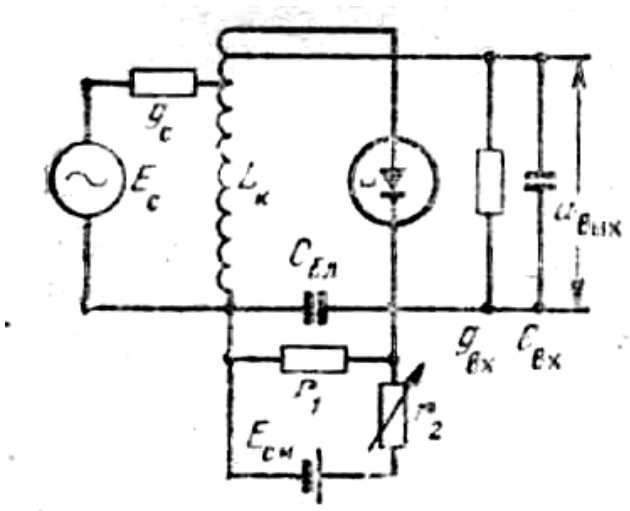


Рис. 5.21 Схема усилителя проходного типа на туннельном диоде [7]

$$C_K = C_{p-n} = C_{BX} + C_{ИСТ_СИГН}$$

Типовые параметры ТД:

$L_П \approx 0{,}2...0{,}4 нГн$,

$C_{p-n} \approx 0{,}2...1{,}3 пФ$,

$C_П \approx 0{,}1...1 пФ$,

$R_- \approx 70...90 Ом$,

$r_S \approx 4...6 Ом$.

Квантовые усилители

Принцип действия основан на взаимодействии пучка элементарных частиц (электронов) с электромагнитным полем, т.е. внутренняя энергия возбужденных элементарных частиц преобразуется в электромагнитную энергию, воздействующего на них поля.

Главное достоинство – низкий уровень шума.

Получили распространение в технике СВЧ.

Парамагнитный усилитель резонаторного типа

Основные элементы:
- Активное парамагнитное вещество;
- Резонаторная система.

Выполняют по проходной и отражательной схеме

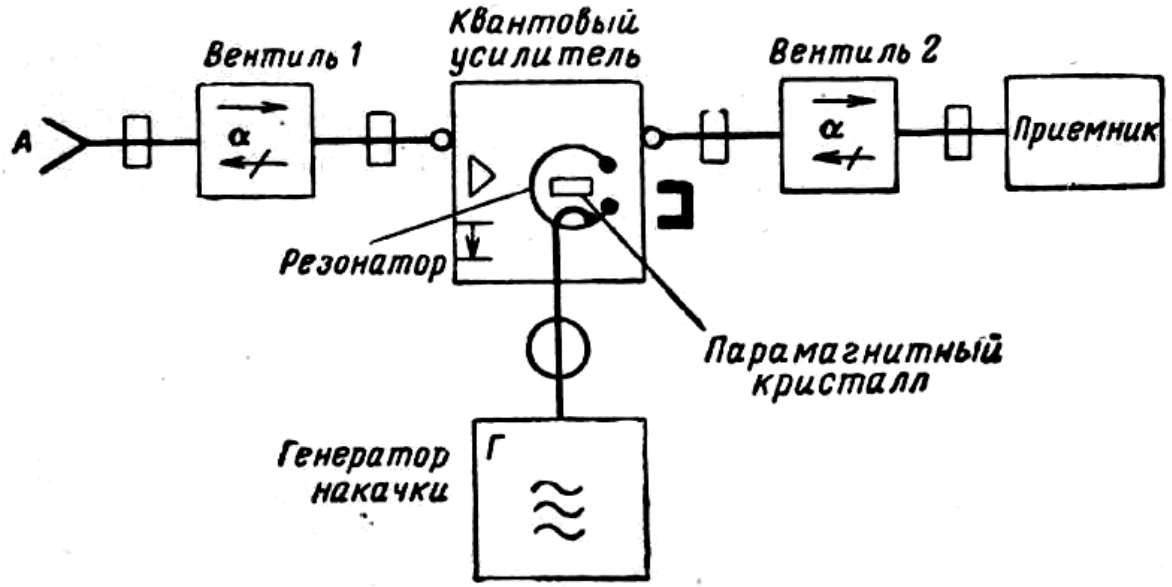


Рис. 5.22 Квантовый парамагнитный усилитель с проходным резонатором. (Криогенный контур охлаждения не показан) [1]

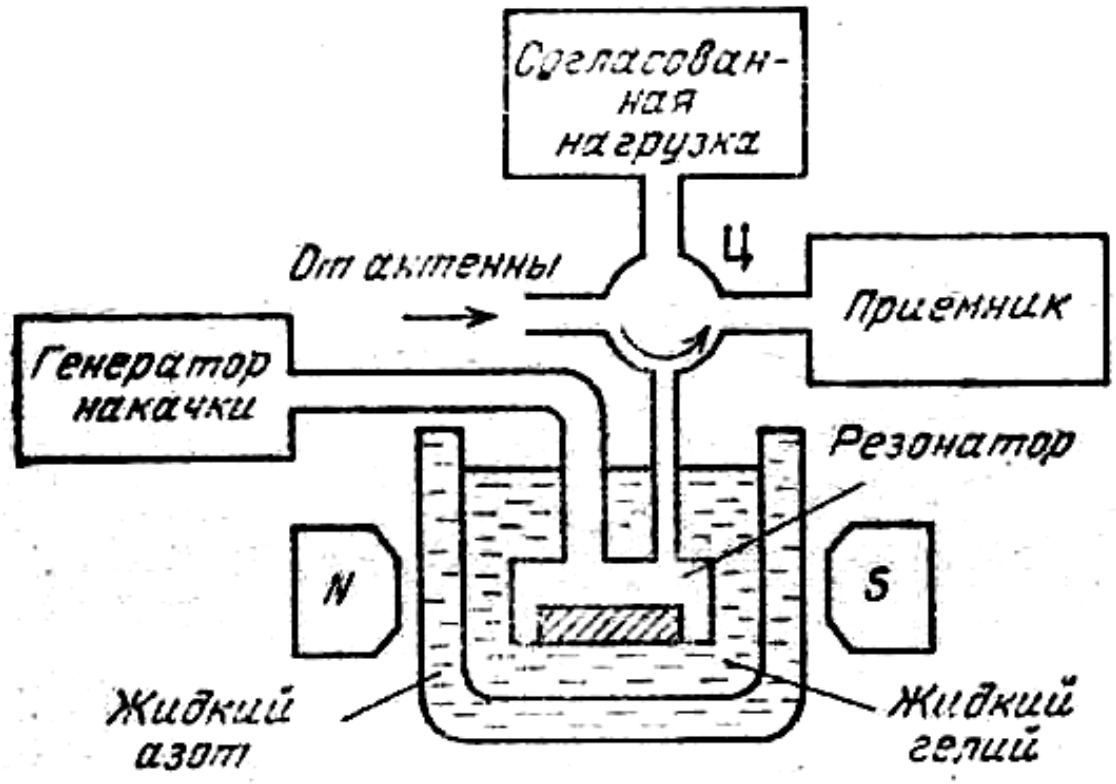


Рис. 5.23 Квантовый парамагнитный усилитель отражательного типа [7]

$H_{NS} \approx 2000Э$, для расщепления энергетических уровней в рабочем веществе.

Резонатор на частоте сигнала – это четвертьволновая полосковая линия.

Резонатор на частоте накачки – отрезок прямоугольного волновода.

В резонаторе обеспечивается многократное отражение сигнала с целью увеличения времени взаимодействия.

В ряде случаев применяют системы из двух и более связанных резонаторов, для расширения полосы пропускания.

Основным параметром усилителя является отрицательная магнитная добротность

$$Q_M = \frac{f_C H^2 V_C}{8\pi P_M}.$$

H - средняя амплитуда ВЧ магнитного поля в резонаторе на частоте f_C;

V_C - объем резонатора без рабочего вещества;

$P_M = hf_C w(\Delta N)V$ - мощность, излучаемая веществом;

V - объем рабочего вещества;

ΔN - избыток частиц на нижнем энергетическом уровне;

$w = AE^2(\omega)$ - вероятность вынужденных или индуцированных переходов в единицу времени;

$E^2(\omega)$ - плотность энергии поля в узкой полосе.

$$K_P = \left|\dot{\Gamma}\right|^2 = \left(\frac{d - d_P + |d_M|}{d - d_P - |d_M|}\right)^2.$$

$d_P \approx 10^{-4}...10^{-5}$ - собственное затухание резонатора;

d - затухание в линии;

$d_M \approx 10^{-2}...10^{-3}$ - отрицательное магнитное затухание.

Устойчивое усиление возможно при:

$$d_P + d > d_M.$$

Максимальное усиление достигается при условии

$$d_P + d \approx d_M.$$

При $d_P + d < d_M$ наступает самовозбуждение.

Полоса пропускания

$$П = f_0 d_Э.$$

$$d_Э = d + d_M + d_P.$$

Шумовая температура $T_Ш \approx 4...6K$. Реальная шумовая температура с учетом антенны и циркулятора порядка $20...30K$.

Парамагнитный усилитель бегущей волны

Устройство: парамагнитный кристалл, длиной L, расположен вдоль замедляющей структуры с высоким замедлением (порядка 100).

При воздействии плоской ЭМВ на кристалл происходит взаимодействие и интенсивность сигнала изменяется по экспоненциальному закону

$$P(f) = P_0 \exp(-k(f))x .$$

P_0 - мощность падающей волны на входе ($x = 0$);

$k(f)$ - коэффициент поглощения на частоте f. Это отрицательная величина, характеризующая усилительные свойства.

Размерность $\left[\frac{1}{м}\right]$.

При прохождении волной расстояния $x = \frac{1}{k(f)}$, интенсивность возрастает в e раз.

Расчеты показывают, что при длине волны 3 см, чтобы получить усиление в 10 раз, при реальных значениях $k(f) \approx 3 \cdot 10^{-2} см^{-1}$, необходимо чтобы длина кристалла $L = 3м$, что очень сложно.

Поэтому применяют замедление.

Полоса пропускания

$$П = \sqrt{\frac{3}{K_P - 3}} \Delta f_П .$$

$\Delta f_П$ - ширина линии парамагнитного резонанса.

В КПУБВ не применяются циркуляторы.

Коэффициент усиления

$$K_P \approx 20...30 дБ$$

Полоса пропускания

$$П \approx 15...20 МГц .$$

Основные недостатки связаны с громоздкостью, наличием сильного магнитного моля и необходимости криогенного охлаждения.

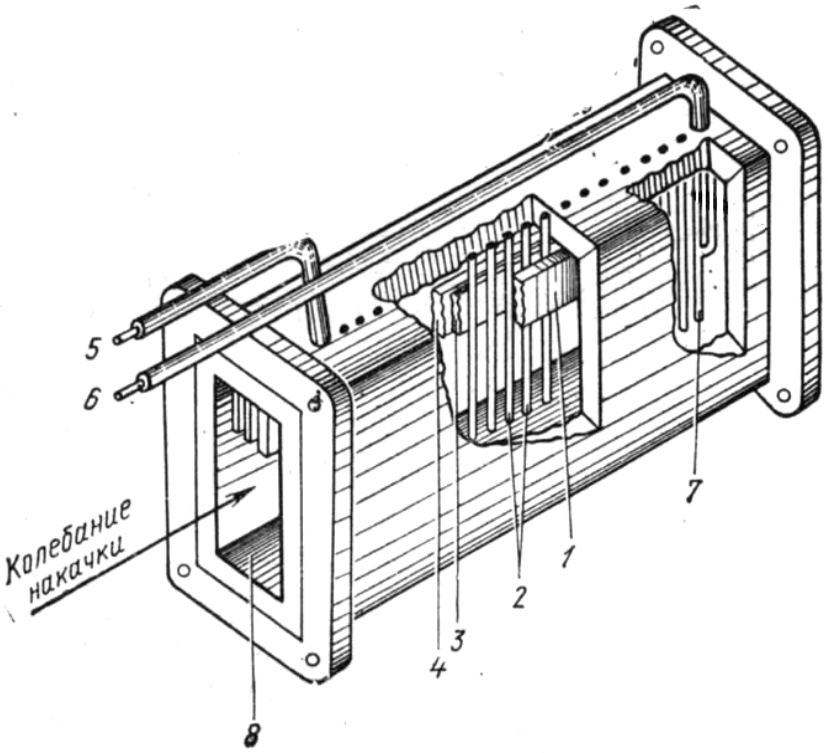


Рис. 5.24Квантовый парамагнитный усилитель бегущей волны [1]:
1 – активное парамагнитное вещество;
2 – замедляющая гребенчатая структура;
3 – прокладка для уменьшения связи поглотителя с прямой волной сигнала;
4 – поглотитель отраженной волны;
5 – коаксиальный кабель для ввода накачки;
6 – коаксиальный кабель для отвода сигнала;
7 – штырь связи для отвода сигнала;
8 – волновод.

Лекция 6

Преобразователи частоты

Основные положения. Принцип действия

Преобразователь частоты (П) предназначен для линейного переноса спектра радиочастот с одной несущей частоты на другую частоту, называемую промежуточной.

При этом фазовые и амплитудные соотношения в сигнале не изменяются.

Преобразование частоты может сопровождаться одновременным усилением.

Собственно преобразователь частоты представляет собой нелинейную систему или линейную систему с параметром, периодически изменяющимся во времени.

Во втором случае преобразование называется параметрическим.

В гетеродинном П сигнал и колебание местного генератора (гетеродина) одновременно воздействуют на нелинейный элемент.

Напряжение гетеродина имеет большую амплитуду.

$$u_Г = U_Г \cos(\omega_Г t + \varphi_Г).$$

Это необходимо для того, чтобы П имел по отношению к колебаниям гетеродина наибольшую нелинейность.

А с точки зрения минимизации искажений информации при преобразовании и улучшения избирательности при наличии мешающих сигналов, П должен быть линейным по отношению к сигналу.

Это условие выполняется более или менее точно при «малом» сигнале.

При этом сигнал захватывает небольшой участок характеристики преобразовательного элемента и ее можно считать линейной.

Гармоники частоты сигнала в этом случае не порождаются.

Т.о. в большинстве случаев

$$U_Г >> U_C .$$

До тех пор, пока это условие выполняется свойства П не зависят от амплитуды сигнала и всецело зависят от свойств нелинейного преобразовательного элемента и амплитуды гетеродинного напряжения и стабильности его колебаний.

Напряжение гетеродина при воздействии на нелинейный элемент изменяет его проводимость

$$g = g_0 + g_1 \cos(\omega_Г t + \varphi_Г),$$

$g_1 = tg(\alpha) U_Г = K_g U_Г$ - амплитуда изменения проводимости, вызванная действием напряжения гетеродина.

K_g - коэффициент, характеризующий нелинейный элемент.

$$g = g_0 + K_g U_Г \cos(\omega_Г t + \varphi_Г)$$

Напряжение сигнала

$$u_C = U_C(t)\cos(\omega_C t + \varphi_C) .$$

U_C - огибающая, соответствующая закону модуляции.

Ток нелинейного элемента

$$i = g_0 U_C(t)\cos(\omega_C t + \varphi_C) + \frac{1}{2} K_g U_Г U_C(t)[(\omega_Г - \omega_C)t + \varphi_Г - \varphi_C] +$$
$$+ \frac{1}{2} K_g U_Г U_C(t)[(\omega_Г + \omega_C)t + \varphi_Г + \varphi_C].$$

Второе слагаемое – ток разностной частоты

$\omega_{ПЧ} = \omega_Г - \omega_C$, с фазой $\varphi_{ПЧ} = \varphi_Г - \varphi_C$,

огибающая которого полностью соответствует закону модуляции.

Чтобы выделить это напряжение промежуточной частоты, на выход нелинейного элемента включают контур, настроенный на эту частоту.

Напряжение на контуре

$$U_{ПЧ} = i_{ПЧ} R_K = \frac{1}{2} K_g R_K U_Г U_C(t)\cos[(\omega_Г - \omega_C)t + \varphi_Г + \varphi_C].$$

Следовательно процесс преобразования частоты это процесс умножения двух сигналов, разность частот которых

$\omega_{ПЧ} = \omega_Г - \omega_С$, при условии $U_Г >> U_С$.

При $\omega_Г > \omega_С$ $\omega_{ПЧ} = \omega_Г - \omega_С$,

$\omega_Г < \omega_С$ $\omega_{ПЧ} = \omega_С - \omega_Г$.

Если нелинейный элемент имеет ВАХ, которая апроксимируется полиномом

$i = i_0 + au + bu^2 + cu^3 + \ldots$, то

выходной ток этого элемента будет содержать множество комбинационных составляющих с частотами

$\omega_K = \left| \pm n\omega_Г \pm m\omega_С \right|$,

n, m - целые числа.

В диапазоне метровых и более коротких волн для повышения стабильности гетеродина и уменьшения взаимного влияния настроек сигнального и гетеродинного контуров

$\omega_{ПЧ} = n\omega_Г - \omega_С$.

Такое преобразование называется комбинационным. Оно позволяет путем понижения частоты повысить стабильность.

При параметрическом преобразовании периодически изменяется коэффициент передачи четырехполюсника за счет воздействия на него напряжения гетеродина

$K = K_0 + K_1 \cos(\omega_Г t + \varphi_Г)$.

Т.о. схема П должна содержать:

- Смеситель – нелинейный элемент или элемент с переменным параметром;
- Гетеродин;
- Резонансную нагрузку.

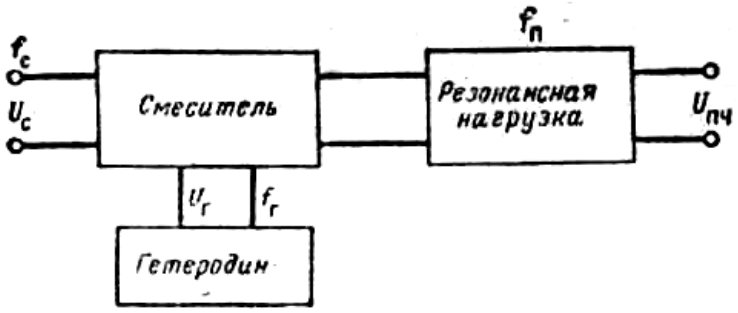


Рис. 6.1 Структурная схема преобразователя частоты [7]

Гетеродин это автогенератор на электронной лампе, транзисторе, туннельном диоде, ЛПД, диоде Ганна и т.д.

По принципу преобразования частоты схемы П делятся на две группы:

* Смеситель выполнен на нелинейном элементе. Процесс преобразования происходит при воздействии на нелинейный элемент суммы напряжения сигнала и гетеродина.

Нелинейные элементы: электронные лампы, транзисторы, полупроводниковые диоды, параметрические диоды.

* Смесители на многосеточных лампах. Напряжение сигнала и гетеродина подаются на разные сетки. Напряжение гетеродина изменяет крутизну лампы, что создает элемент с переменным параметром.

По характеру проводимости П делятся на:

- П с нелинейной активной проводимостью (лампы, транзисторы, диоды);
- П с нелинейной реактивной проводимостью (нелинейные емкости параметрических диодов).

Электрические характеристики преобразователей

Коэффициент передачи по напряжению и мощности

$$K_{ПЧ} = \frac{U_{ПЧ}}{U_C},$$

$$K_{P_ПЧ} = \frac{P_{ПЧ}}{P_C}.$$

Если П содержит усилитель, то применяют коэффициент усиления.

Диапазон рабочих частот

Определяется диапазоном рабочих частот РПУ

$$f_{ПЧ} = f_{Г_MAX} - f_{C_MAX}$$

$$f_{ПЧ} = f_{Г_MIN} - f_{C_MIN}$$

Избирательность по соседнему каналу

Определяется видом частотной характеристики резонансной нагрузки.

Специфика П заключается в возможности получения промежуточной частоты на разных частотах сигнала при одном и том же значении частоты гетеродина.

Эти каналы ослабляются путем улучшения избирательности до П.

Комбинационные свисты

$$F_{CB} = \left| f_{ПЧ} - f_K \right|.$$

f_K - образуется из-за взаимодействия гармоник напряжения гетеродина и напряжения сигнала.
Способы борьбы связаны с выбором режима работы П при котором изменение проводимости происходит по гармоническому закону, т.е. гармоники гетеродина и сигнала минимальны.

Линейные и нелинейные искажения

Аналогичны искажениям в резонансных усилителях.

Коэффициент шума

Определяет шумовые свойства П.

Коэффициент шума П не влияет на коэффициент шума РПУ, если есть УРЧ и очень сильно влияет, если УРЧ нет.

Схемы преобразователей частоты

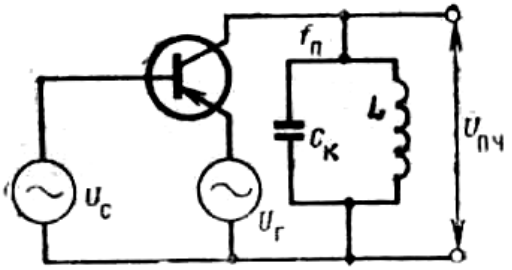


Рис. 6.2 Преобразователь частоты на биполярном транзисторе в схеме с общим эмиттером [7]

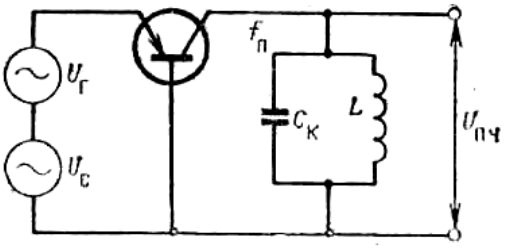


Рис. 6.3 Преобразователь частоты на биполярном транзисторе в схеме с общей базой [7]

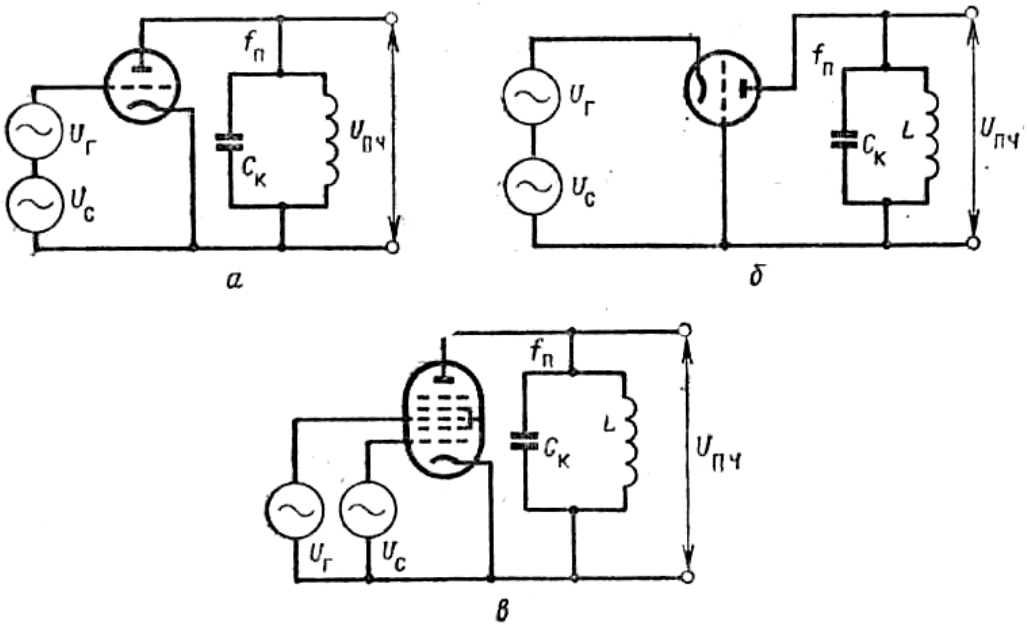


Рис. 6.4 Схемы преобразователей частоты на электронных лампах [7]:
а – триод в схеме с общим катодом;
б – триод в схеме с общей сеткой; в – многосеточная лампа

Триодные схемы используются на частотах 30-1000МГц.
Пентодные применяются на частотах ниже 100МГц из-за возрастания шума.
Схемы на многосеточных лампах из-за значительного собственного шума не применяются на частотах выше 30МГц.

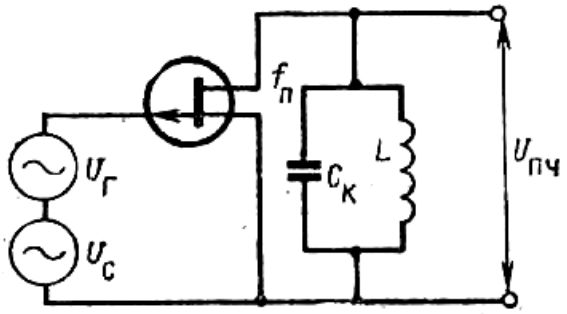
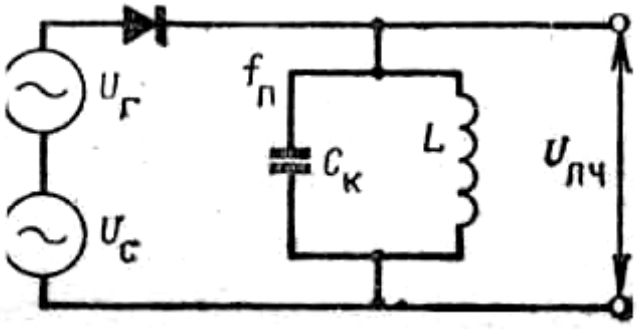


Рис. 6.5 Схема преобразователя частоты на полевом транзисторе [7]



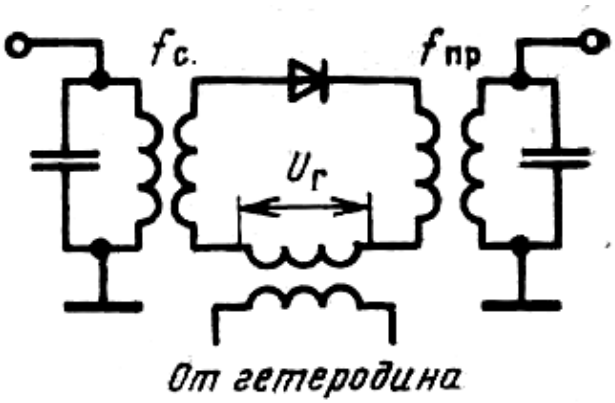
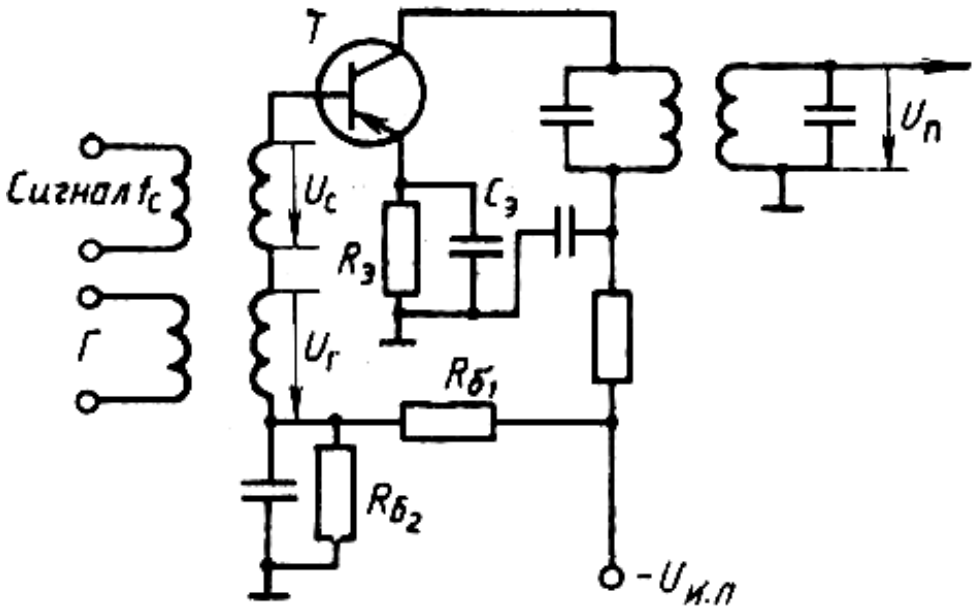


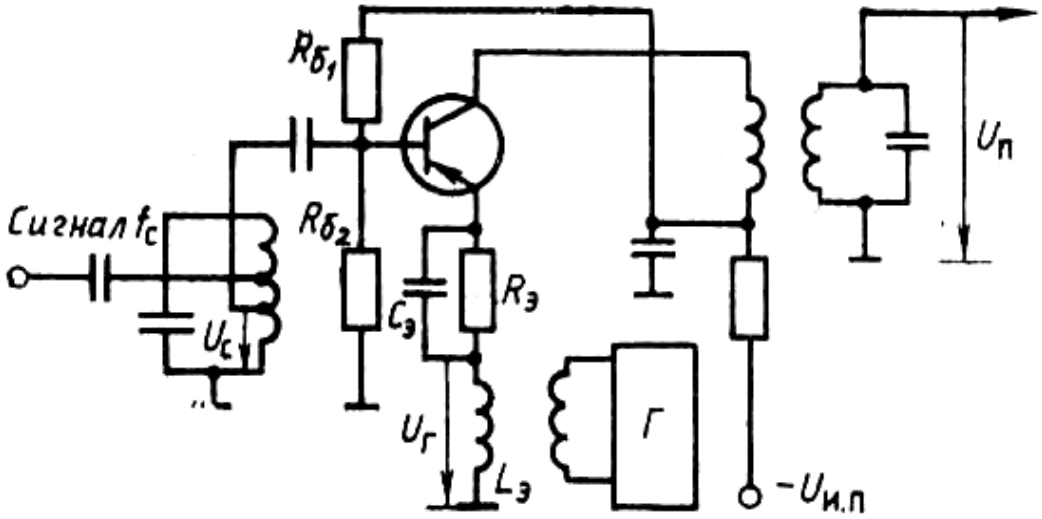
Рис. 6.6 Схемы диодного преобразователя частоты:
$U_С$, $U_Г$, $U_{ПЧ}$ – действуют в одной цепи [7],[58]

Схемы с общей сеткой, общей базой, общим затвором и диодные обладают особенностью, заключающейся в протекании тока преобразования через входной контур, что приводит к дополнительной входной проводимости и обратному преобразованию.

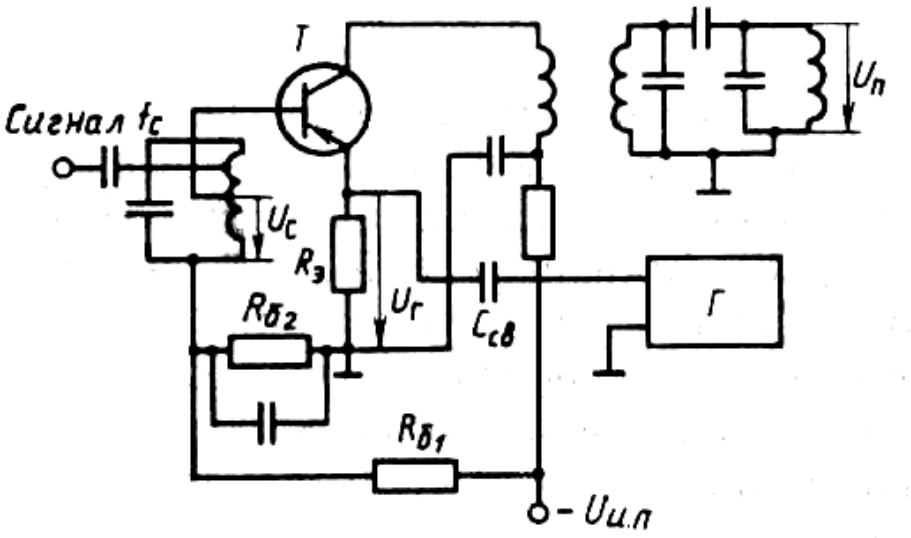
В схемах с общим катодом, общим эмиттером и общим истоком обратное преобразование отсутствует.


Т
Сигнал f_c
Г
U_c
$U_г$
$R_э$
$C_э$
$R_{б_1}$
$R_{б_2}$
$U_п$
$-U_{и.п}$

а)

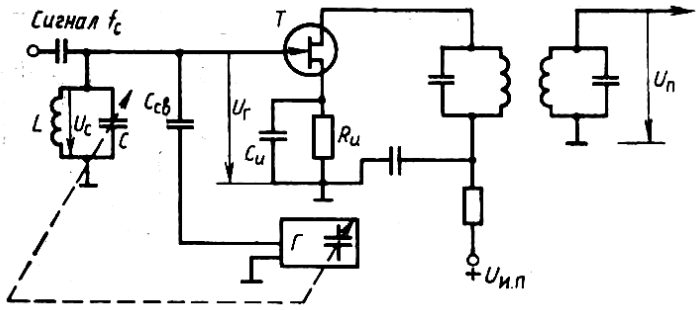

$R_{б_1}$
$R_{б_2}$
Сигнал f_c
U_c
$C_э$
$R_э$
$U_г$
$L_э$
Г
$U_п$
$-U_{и.п}$

б)

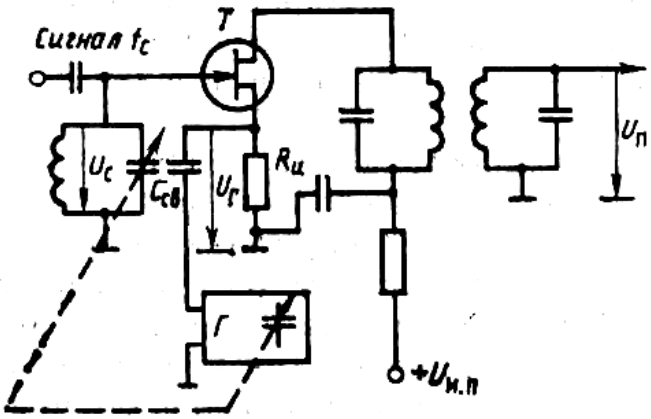


в)

Рис. 6.7 Принципиальные электрические схемы преобразователей частоты на биполярных транзисторах [5]



а)



б)

Рис. 6.8 Принципиальные электрические схемы преобразователей частоты на полевых транзисторах [5]

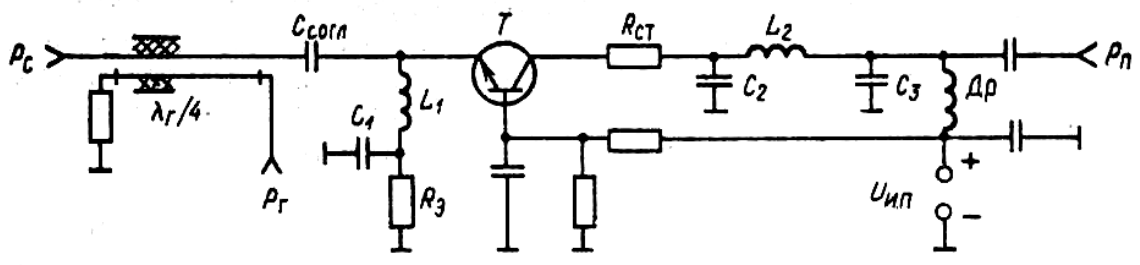


Рис. 6.9 Схема преобразователя частоты на биполярном транзисторе для диапазона СВЧ [5]

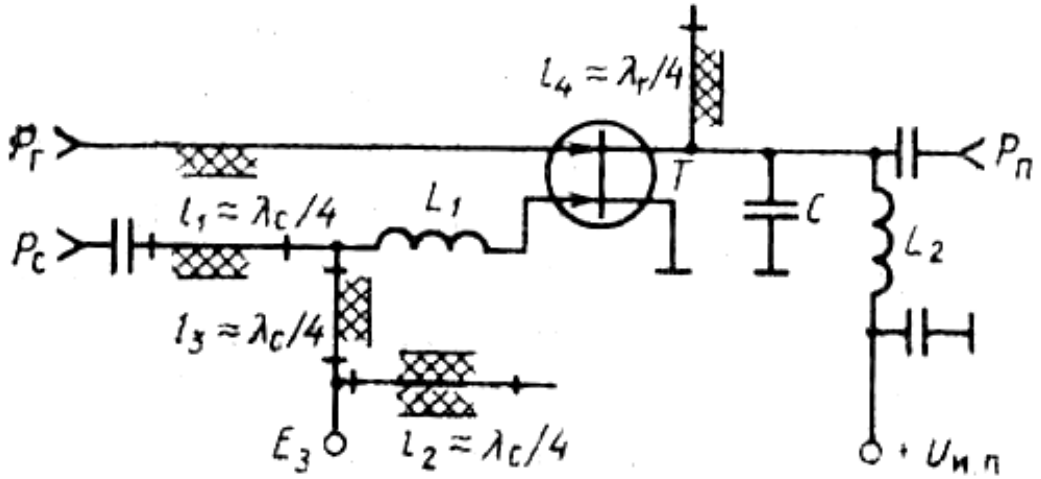


Рис. 6.10 Схема преобразователя частоты диапазона СВЧ на двухзатворном полевом транзисторе [5]

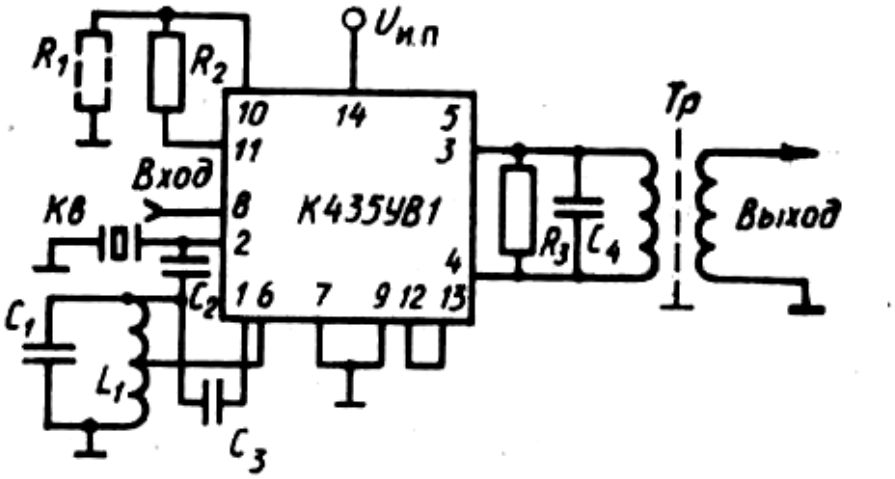


Рис. 6.11 Преобразователь частоты на ИМС К435УВ1 с внутренним гетеродином с кварцевой стабилизацией частоты [5]

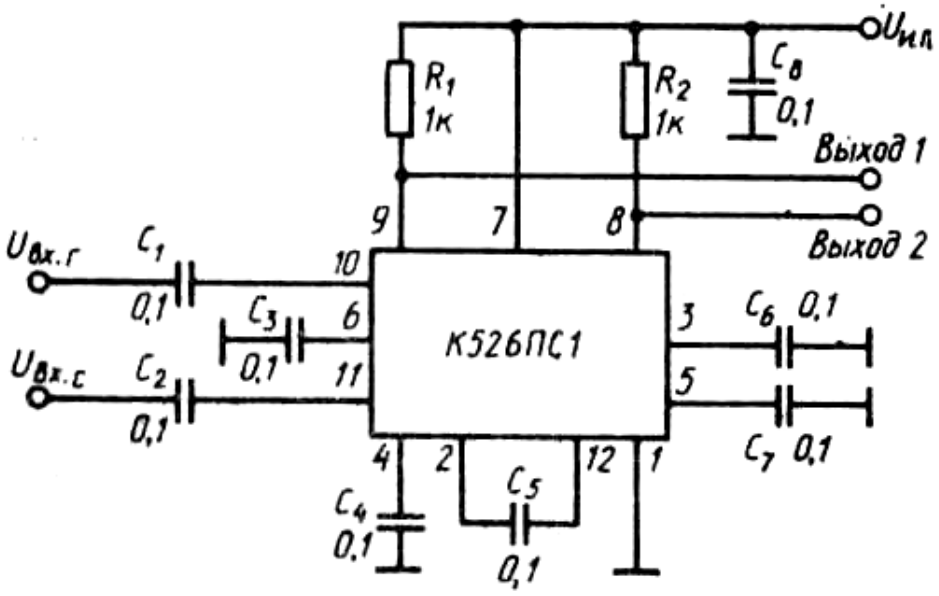


Рис. 6.12 Двойной балансный преобразователь частоты на ИМС К526ПС1[5]

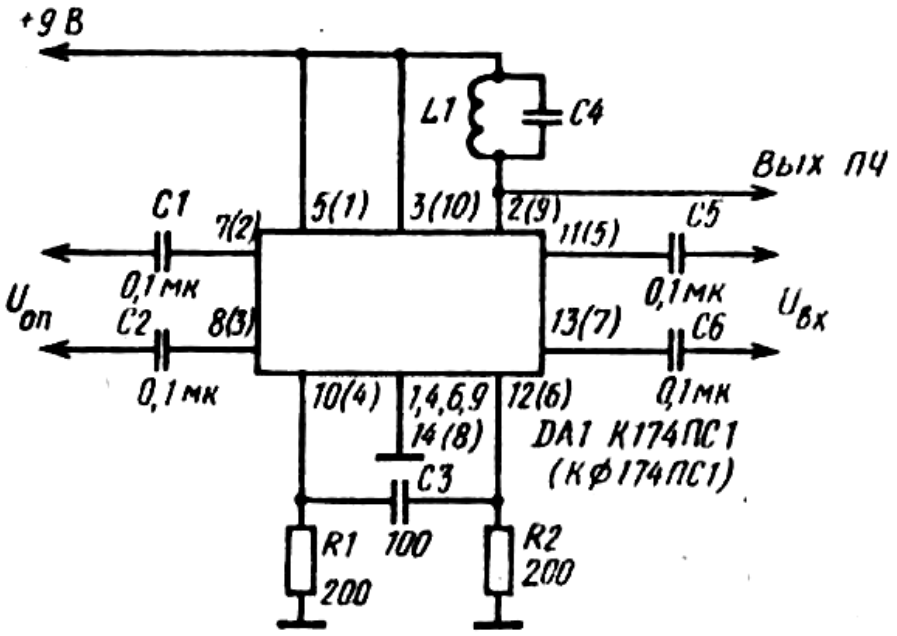


Рис. 6.13 Типовая схема включения ИМС К174ПС1 (КФ174ПС1) (двойной балансный преобразователь частоты) [62]

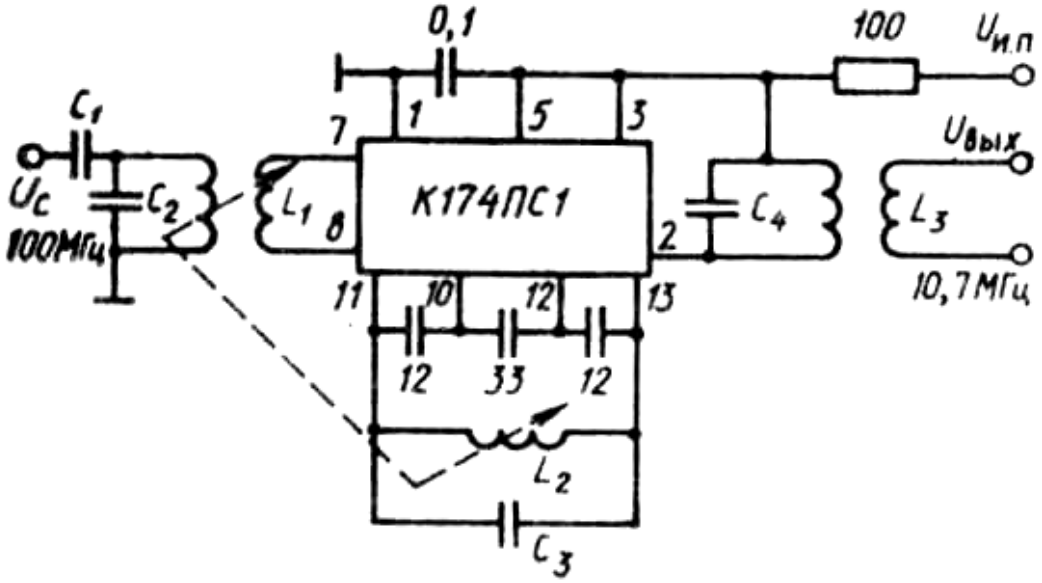


Рис. 6.14 Схема двойного балансного преобразователя частоты с внутренним перестраиваемым гетеродином на ИМС К174ПС1 [5]

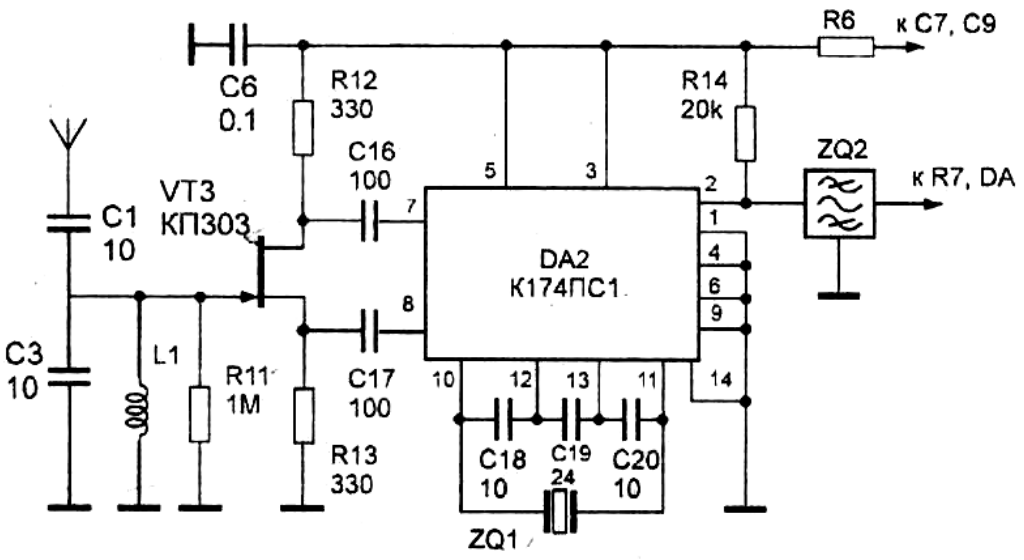


Рис. 6.15 Схема высокочастотной части приемника с двойным балансным преобразователем частоты на ИМС К174ПС1 с кварцевым внутренним гетеродином и пьезоэлектрическим фильтром ПЧ.
(Номиналы C18, C19, C20 даны для частоты ZQ1 ≅ 30 МГц)

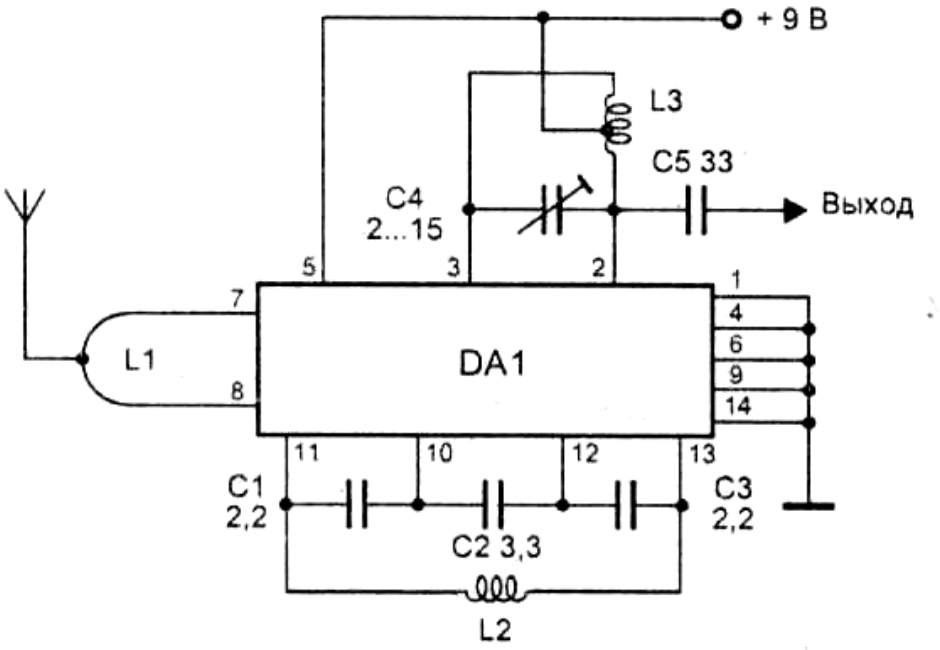


Рис. 6.16 Схема двойного балансного преобразователя частоты на ИМС К174ПС4 с внутренним гетеродином.
(Номиналы C_1, C_2, C_3 даны для частоты сигнала ≅ 430 МГц)

Основы теории преобразования частоты

В П происходят сложные процессы, поэтому создание общей теории очень трудно.

Воспользуемся случаем

$$U_Г >> U_С .$$

При этом выходной ток представляется суммой отдельных его составляющих, обусловленных воздействием малого сигнала на нелинейный элемент у которого периодически изменяется проводимость с частотой гетеродина

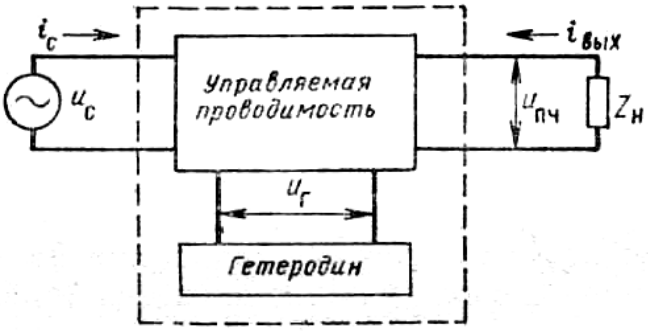


Рис. 6.17 Представление преобразователя частоты в виде четырехполюсника у которого активная проводимость управляется напряжением гетеродина ($U_С << U_Г$) [7]

$$i_{ВЫХ} = f(U_Г, U_С, U_{ПЧ}),$$

$$u_Г = U_Г \cos(\omega_Г t + \varphi_Г),$$

$$u_С = U_С \cos(\omega_С t + \varphi_С),$$

$$u_{ПЧ} = U_{ПЧ} \cos(\omega_{ПЧ} t + \varphi_{ПЧ}).$$

Функциональная зависимость в первом выражении определяется видом статической характеристики управляемой проводимости.

Разлагая выходной ток в ряд Тейлора по степеням 2-х малых напряжений $u_С$ и $u_{ПЧ}$, и ограничиваясь членами 0 и 1 порядка (т.е. не учитывая нелинейность)

$$i_{ВЫХ} = f(u_Г) + \frac{\partial f(u_Г)}{\partial u_С} u_С + \frac{\partial f(u_Г)}{\partial u_{ПЧ}} u_{ПЧ} + \ldots,$$

$u_C = u_{ПЧ} = 0$,

$f(u_Г) = i_Г$,

$\frac{\partial f(u_Г)}{\partial u_C} = g_{ПЧ}$ - проводимость прямого действия П для напряжения сигнала;

$\frac{\partial f(u_Г)}{\partial u_{ПЧ}} = g_i$ - выходная проводимость П для напряжения промежуточной частоты, которая периодически изменяется с частотой сигнала.

$i_{ВЫХ} = i_Г + g_{ПЧ} u_C + g_i u_{ПЧ}$.

Разложим $i_Г$, $g_{ПЧ}$, g_i в ряды Фурье при $\varphi_Г = 0$

$$i_Г = \sum_{n=0}^{\infty} I_{Гn} \cos(n\omega_Г t),$$

$$g_{ПЧ} = \sum_{n=0}^{\infty} G_{ПЧn} \cos(n\omega_Г t),$$

$$g_i = \sum_{n=0}^{\infty} G_{in} \cos(n\omega_Г t).$$

Если на вход П воздействует напряжение сигнала

$$u_C = U_C(t)\cos(\omega_C t + \varphi_C),$$

то на резонансной нагрузке, настроенной на промежуточную частоту появится напряжение

$$u_{ПЧ} = U_{ПЧ}(t)\cos(\omega_{ПЧ} t + \varphi_{ПЧ})$$

После преобразований

$$i_{ВЫХ} = \sum_{n=0}^{\infty} I_{Гn} \cos(n\omega_Г t) +$$
$$+ \frac{1}{2} U_C \sum_{n=0}^{\infty} G_{ПЧn} \{\cos[(n\omega_Г + \omega_C)t + \varphi_C] + \cos[(n\omega_Г - \omega_C)t - \varphi_C]\} +$$
$$+ \frac{1}{2} U_{ПЧ} \sum_{n=0}^{\infty} G_{in} \{\cos[(n\omega_Г + \omega_{ПЧ})t + \varphi_{ПЧ}] + \cos[(n\omega_Г - \omega_{ПЧ})t - \varphi_{ПЧ}]\}.$$

Выходной ток преобразователя содержит ряд составляющих, имеющих следующие частоты:

$$n\omega_Г \pm \omega_C$$
$$n\omega_Г \pm \omega_{ПЧ}\ .$$

Полагая $\omega_Г > \omega_C$, получаем $\omega_{ПЧ} = n\omega_Г - \omega_C$.

Ток $i_{ПЧ}$ определяется вторым слагаемым при $n \geq 1$ и третьим при $n = 0$, т.к.

$$\cos(-n\omega_{ПЧ}t - \varphi_{ПЧ}) = \cos(\omega_{ПЧ}t + \varphi_{ПЧ}),$$

то $$i_{ПЧ} = \frac{1}{2}G_{ПЧn}U_C\cos(\omega_{ПЧ}t - \varphi_C) + G_{i0}U_{ПЧ}\cos(\omega_{ПЧ}t + \varphi_{ПЧ}).$$

$$U_{ПЧ} = i_{ПЧ}R_H\ .$$

Перейдем к символьной записи суммы двух комплексных амплитуд

$$\dot{I}_{ПЧ}e^{j\omega_{ПЧ}t} = \frac{1}{2}G_{ПЧn}\dot{U}_C e^{j\omega_{ПЧ}t} + G_{i0}\dot{U}_{ПЧ}e^{j\omega_{ПЧ}t},$$

$$\dot{I}_{ПЧ} = I_{ПЧ}e^{j\varphi_{ПЧ}}\ ,$$

$$\dot{U}_C = \dot{U}_C e^{j\varphi_C}\ ,$$

$\dot{U}_{ПЧ} = U_{ПЧ}e^{j\varphi_{ПЧ}}$, и сокращая $e^{j\omega_{ПЧ}t}$,

получаем **уравнение прямого преобразования**

$$\dot{I}_{ПЧ} = \frac{1}{2}G_{ПЧn}\dot{U}_C + G_{i0}\dot{U}_{ПЧ}\ .$$

1-е слагаемое обусловлено эффектом прямого преобразования,
2-е слагаемое – реакция нагрузки на выходе.

$G_{ПЧn}$ - амплитуда *n*-й гармоники периодической функции

$$\frac{\partial f(u_Г)}{\partial u_C} = g_{ПЧ}\ ,$$

G_{i0} - постоянная составляющая функции $\frac{\partial f(u_Г)}{\partial u_{ПЧ}} = g_i$ - изменение выходной

проводимости для напряжения промежуточной частоты.

$$i_{BX} = i_C = f(u_Г, u_C, u_{ПЧ}),$$

$$U_Г >> U_C,$$

$$U_Г >> U_{ПЧ}$$

Аналогично записывается **уравнение обратного преобразования**

$$\dot{I}_C = \frac{1}{2} G_{0n} \dot{U}_{0n} + G_{BX0} \dot{U}_C$$

1-е слагаемое обусловлено эффектом обратного преобразования,
2-е слагаемое – составляющая тока частоты сигнала.

G_{0n} - амплитуда *n*-й гармоники периодической функции

$$\frac{\partial \varphi(u_Г)}{\partial u_{ПЧ}} = g_0,$$

G_{BXi0} - постоянная составляющая функции $\frac{\partial \varphi(u_Г)}{\partial u_C} = g_{BX}$ - изменение входной проводимости П для напряжения сигнала.

<u>Параметры прямого преобразования</u>

Из уравнения прямого преобразования для $u_{ПЧ} = 0$, получаем **крутизну прямого преобразования**

$$S_{ПЧ} = \frac{I_{ПЧ}}{U_C} = \frac{1}{2} G_{ПЧn}.$$

При $u_C = 0$, получаем **внутреннюю проводимость**

$$G_{iПП} = \frac{I_{ПЧ}}{U_{ПЧ}} = G_{i0}.$$

Внутренний коэффициент усиления

$$\mu_{ПЧ} = \frac{U_{ПЧ}}{U_C} = \frac{\frac{I_{ПЧ}}{G_{i_ПЧ}}}{\frac{I_{ПЧ}}{S_{ПЧ}}} = \frac{S_{ПЧ}}{G_{i_ПЧ}} = S_{ПЧ} R_{i_ПЧ},$$

$R_{i_ПЧ} = \dfrac{1}{G_{i_ПЧ}}$ **- внутреннее сопротивление преобразователя**.

<u>Параметры обратного преобразования</u>

Из уравнения обратного преобразования для $u_C = 0$, получаем **крутизну обратного преобразования**

$$S_{ОБР} = \frac{I_C}{U_{ПЧ}} = \frac{1}{2} G_{0n}.$$

При $u_{ПЧ} = 0$, получаем **входную проводимость**

$$G_{iООБ} = \frac{I_C}{U_C} = G_{BXi0}.$$

Внутренний коэффициент усиления обратного преобразования

$$\mu_{ОБР} = \frac{U_C}{U_{ПЧ}} = \frac{\dfrac{I_C}{G_{i_ОБР}}}{\dfrac{I_C}{S_{ОБР}}} = \frac{S_{ОБР}}{G_{iООБ}},$$

С учетом параметров преобразования

$$\begin{aligned} \dot{I}_{ПЧ} &= S_{ПЧ}\dot{U}_C + G_{i_ПЧ}\dot{U}_{ПЧ} \\ \dot{I}_C &= S_{ОБР}\dot{U}_{ПЧ} + G_{BX0}\dot{U}_C \end{aligned} \qquad (*)$$

Первое уравнение - сумма токов промежуточной частоты.
Второе уравнение – сумма токов сигнала.

Вышеприведенный анализ справедлив для активных параметров. В общем случае преобразователи имеют комплексные параметры.

Уравнения (*) позволяют представить П в виде идеального четырехполюсника с П-образной схемой замещения

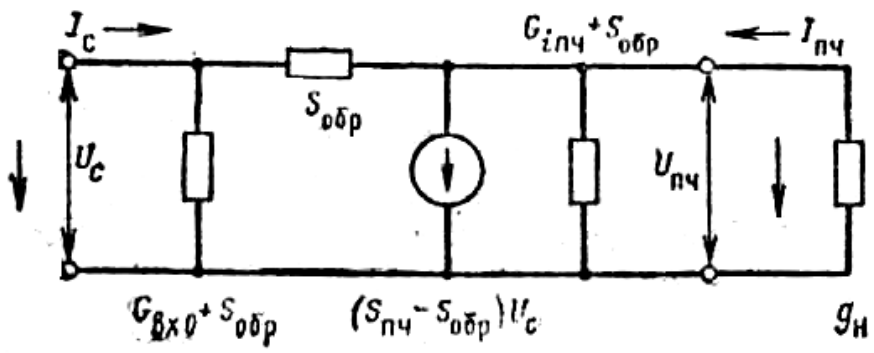


Рис. 6.18 Эквивалентная схема преобразователя частоты. (Линейный активный четырехполюсник с П-образной схемой замещения) [7]: $G_{ВХ0}$ - входная проводимость; $S_{ОБР}$ – крутизна обратного преобразования; $G_{iПЧ}$ – внутренняя проводимость преобразователя; $S_{ПЧ}$ – крутизна прямого преобразования; $g_Н$ – проводимость нагрузки

Эта схема справедлива для амплитуд токов и напряжений и не отражает различия частот входного и выходного напряжения.

При $S_{ОБР} = 0$ получаем упрощенную эквивалентную схему, эквивалентную схеме усилителя при $Y_{12} = 0$

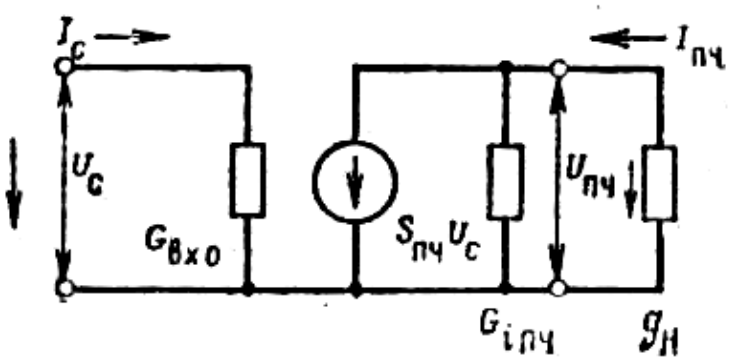


Рис. 6.19 Эквивалентная схема преобразователя частоты при $S_{ОБР}$=0 [7]

Коэффициенты передачи преобразователя

Коэффициент передачи прямого преобразования

$$\dot{K}_{ПЧ} = \frac{\dot{U}_{ПЧ}}{\dot{U}_C} = -\frac{S_{ПЧ}}{G_{i_ПЧ} + g_H}.$$

Знак (-) обусловлен сдвигом фазы на 180 градусов относительно входного напряжения.

Коэффициент передачи обратного преобразования

$$\dot{K}_{ОБР} = \frac{\dot{U}_C}{\dot{U}_{ПЧ}} = -\frac{S_{ОБР}}{G_{BX0} + g_C}.$$

Проводимости преобразователя

Входная проводимость

$$G_{BX} = \frac{I_C}{U_C} = G_{BX0} + S_{ОБР}K_{ПЧ} = G_{BX0} - S_{ОБР}\frac{S_{ПЧ}}{G_{i_ПЧ} + g_H}.$$

Выходная проводимость

$$G_{ВЫХ_ПЧ} = \frac{I_{ПЧ}}{U_{ПЧ}} = G_{i_ПЧ} + S_{ПЧ}K_{ОБР} = G_{i_ПЧ} - S_{ПЧ}\frac{S_{ОБР}}{G_{BX0} + g_C}.$$

При $S_{ОБР} = 0$

$$G_{BX} = G_{BX0}, \qquad G_{ВЫХ_ПЧ} = G_{i_ПЧ}$$

<u>Частотная характеристика преобразователя частоты</u>

Частотная характеристика – зависимость коэффициента усиления от частоты принимаемого сигнала при фиксированной частоте гетеродина.

При взаимодействии колебаний некоторых частот сигнала с колебаниями частот $f_Г$ и $nf_Г$ получаются колебания промежуточной частоты.

$$nf_Г - mf_C = f_{ПЧ}$$
$$mf_C - nf_Г = f_{ПЧ}.$$

Решая относительно частоты сигнала

$$f_C = \frac{n}{m}f_Г \pm \frac{1}{m}f_{ПЧ}.$$

При $n = 0$ и $m = 1$ частота сигнала соответствует промежуточной частоте или частоте прямого канала, П работает как УРЧ с крутизной

$$S_0 = \frac{S_{MAX}}{2},$$

и коэффициентом усиления

$$K_{ПЧ} = K_0 = S_0 R_Э .$$

При $n = 1$ и $m = 1$ преобразование осуществляется по первой гармонике частоты гетеродина

$$f_C = f_Г \pm f_{ПЧ} .$$

Частота основного канала

$$f_C = f_Г - f_{ПЧ} .$$

Частота зеркального канала

$$f_{ЗК} = f_Г + f_{ПЧ} = f_C + 2f_{ПЧ} .$$

При $n = 2$ и $m = 1$ преобразование осуществляется по второй гармонике частоты гетеродина

$$f_C = 2f_Г \pm f_{ПЧ}$$
$$f_{C1} = 2f_Г - f_{ПЧ} \ .$$

Коэффициент усиления П для основного и зеркального каналов

$$K_{ПЧ} = S_{ПЧ} R_Э = \frac{G_{ПЧ1} R_Э}{2} < K_0 .$$

Наиболее опасны канал прямого прохождения и зеркальный канал.

При простом преобразовании режим выбирают таким, чтобы гармоники крутизны преобразования были минимальны.

При комбинационном преобразовании – все гармоники крутизны должны быть минимальны, кроме требуемой.

При этом прием по прямому и зеркальному каналу уменьшается.

Свисты преобразователей

Комбинационный свист

При простом преобразовании частота сигнала преобразуется в промежуточную частоту

$$f_{ПЧ} = f_Г - f_С .$$

Этот же сигнал, или любой другой мешающий сигнал, может быть преобразован из-за нелинейности ВАХ на выход в комбинационную составляющую

$$f_К = \left| nf_Г \pm mf_С \right| .$$

Если $f_К \approx f_{ПЧ}$, то комбинационный сигнал усиливается УПЧ и подается на вход детектора.

На вход детектора поступает, т.о., сумма сигналов с частотами $f_К$ и $f_{ПЧ}$.

Их биения будут продетектированы и вызовут на выходе РПУ колебания

$$F = \left| f_{ПЧ} - f_К \right| .$$

Это будет дополнительное напряжение, а в случае громкоговорителя – свист.

Характерная особенность – изменение тона при перестройке РПУ.

Найдем опасные частоты настройки приемника на которых возможен свист:

$$f_{С_ОПАСН} = \frac{f_{ПЧ}(n-1)}{m-n} \quad .$$

m	n	Опасная частота	Канал
1	0	$f_{ПЧ}$	Прямой
2	1	$2f_{ПЧ}$	
2	0	$\frac{1}{2} f_{ПЧ}$	

Подавить свист, повышая избирательность невозможно, т.к. свист вызван мешающим сигналом в комбинации с полезным сигналом.

Необходимо выбирать режим П так, чтобы интенсивность комбинационных колебаний и колебаний прямого прохождения была минимальна.

Интерференционный свист

Из-за биения двух близких по частоте сигналов возникают интерференционные свисты с частотой

$$F_И = f_{ПЧ1} - f_{ПЧ2} = f_Г - f_{C1} - (f_Г - f_{C2}) = f_{C2} - f_{C1}.$$

Частота интерференционного свиста не зависит от частоты гетеродина и при перестройке не изменяется, а только уменьшается интенсивность.

Режимы работы преобразователя частоты

Работа с без отсечки тока

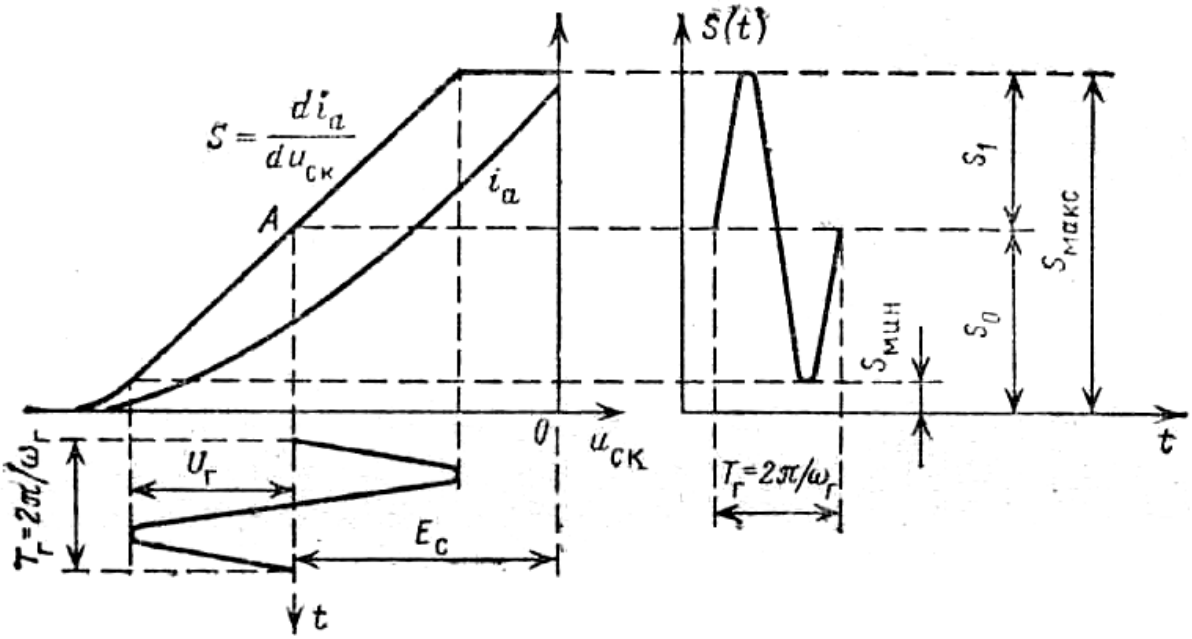


Рис. 6.20 Крутизна преобразования при работе без отсечки [7]:
S_1 – амплитуда крутизны;
S_0 – значение крутизны в рабочей точке;
$S_{мин}$, $S_{макс}$ – минимальное и максимальное значения крутизны;
А – рабочая точка;
E_C – напряжение смещения напряжения гетеродина;
$U_Г$ – амплитуда напряжения гетеродина

Обозначения: $S_{мин}$ эквивалентно обозначению S_{MIN}
$S_{макс}$ эквивалентно обозначению S_{MAA}

$$S_1 = \frac{S_{MAX} - S_{MIN}}{2},$$

$$S_{ПЧ} = \frac{G_{ПЧ1}}{2} = \frac{S_1}{2} = \frac{S_{MAX} - S_{MIN}}{4}.$$

Если напряжение гетеродина соответствует половине линейного участка, то

$$S_{ПЧ} = \frac{S_{MAX}}{4}.$$

Крутизна усилительного прибора в режиме усиления равна $S_У = S_{MAX}$, следовательно

$$\frac{K_{ПЧ}}{K_У} = \frac{S_{ПЧ}}{S_У} \approx 0.25.$$

Выходная проводимость в режиме без отсечки определяется как постоянная составляющая ряда Фурье, т.е. среднее значение проводимости $g_i(t)$ за период напряжения гетеродина

$$G_{i_ПЧ} = G_{i0} = \frac{1}{T_Г}\int_0^{T_Г} g_i dt.$$

Для вычисления $G_{i_ПЧ}$ по характеристике $g_i(U_{СК};U_{БЭ};U_{ЗИ})$ необходимо найти среднее значение g_i.

В большинстве случаев $G_{i_ПЧ} < g_{i_A}$.

g_{i_A} - внутренняя проводимость в рабочей точке *A*, определяемая смещением $E_{СМ}$, при $U_Г = 0$.

Для реальной зависимости

$$G_{i_ПЧ} \approx \frac{g_{i_A}}{(1{,}5...2)}.$$

При увеличении напряжения гетеродина или изменения напряжения смещения преобразователь начинает работать на нелинейном участке крутизны, т.е. с отсечкой.

<u>Работа с отсечкой тока</u>

В этом режиме крутизна увеличивается, но появляются гармоники.

Режим характеризуется углом отсечки θ.

Крутизна изменяется в виде косинусоидальных импульсов с углом отсечки θ.

Амплитуда *n*-й гармоники крутизны

$$S_n = S_{MAX}\alpha_n(\theta).$$

$\alpha_n(\theta)$ - коэффициенты разложения ряда Фурье *n*-й гармоники косинусоидального импульса.

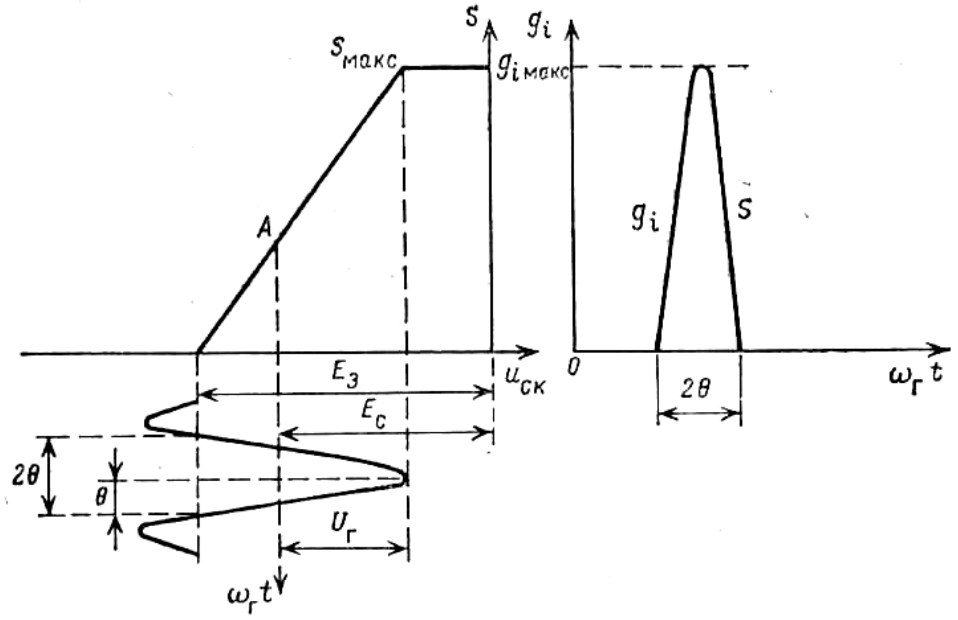


Рис. 6.21 Крутизна преобразования при работе с отсечкой тока [7]:
θ – угол отсечки

$$S_{n_ПЧ} = \frac{1}{2}S_n = \frac{1}{2}S_{MAX}\alpha_n(\theta).$$

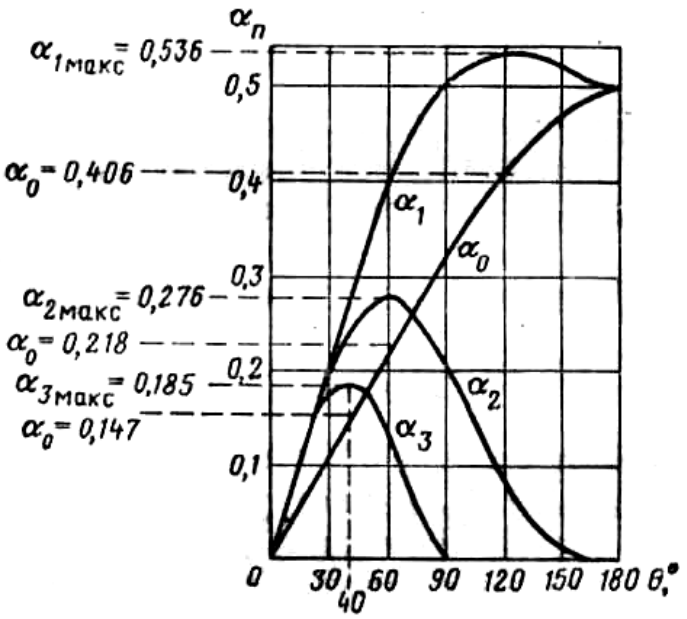


Рис. 6.21 Коэффициенты разложения ряда Фурье для n-й гармоники косинусоидального импульса (коэффициенты А. И. Берга) [7]

n	α_n	θ, градусы	$S_{n_ПЧ}$
1	0.536	120	0.27 S_{MAX}
2	0.276	60	0.14 S_{MAX}
3	0.185	40	0.07 S_{MAX}

Выходная проводимость

$G_{i_ПЧ} = g_{i_MAX}\alpha_0(\theta)$.

$\alpha_0(\theta)$ - постоянная составляющая ряда Фурье.

g_{i_MAX} - максимальное мгновенное значение внутренней проводимости

n	θ, градусы	$G_{i_ПЧ_n}$
1	120	0.4 g_{i_MAX}
2	60	0.22 g_{i_MAX}
3	40	0.15 g_{i_MAX}

Входная проводимость

$$G_{BX_ПЧ} = g_{BX}\alpha_0(\theta).$$

При $\theta = 180^\circ$ режим без отсечки, при этом $\alpha_0(180^\circ) = 0.5$.

$$G_{BX_ПЧ} = \frac{1}{2} g_{BX}$$

n	θ, градусы	$G_{BX_ПЧ_n}$
1	120	0.4 g_{BX}
2	60	0.22 g_{BX}
3	40	0.15 g_{BX}

Внутренний коэффициент усиления триода не зависит от режима работы

$$G_{i_ПЧ} = \frac{1}{R_{i_ПЧ}} = G_{i0} = \frac{S_0}{\mu}.$$

Для n-й гармоники

$$G_{i_ПЧ_n} = \frac{1}{R_{i_ПЧ_n}} = \frac{S_n}{\mu} = \frac{2S_{ПЧ_n}}{\mu}.$$

$$\mu_{ПЧ} = R_{i_ПЧ} S_{ПЧ} = \frac{S_{ПЧ}}{S_0}\mu.$$

Параметры преобразования для $\theta = 90^\circ$

$$S_{ПЧ} = 0.25 S_{MAX},$$

$$R_{i_ПЧ} = 3.1\frac{\mu}{S_{MAX}},$$

$$\mu_{ПЧ} = 0.8\mu.$$

Для транзисторного преобразователя существуют приближенные эмпирические зависимости

$$G_{BX_ПЧ} = (0{,}7...0{,}8)|Y_{11}|,$$
$$S_{ПЧ} = (0{,}4...0{,}7)|Y_{21}|,$$
$$G_{i_ПЧ} = (0{,}6...0{,}8)|Y_{22}|.$$

Диодные преобразователи частоты

По числу используемых диодов и способу включения, диодные П бывают:

- простые (с одним диодом);
- балансные (с двумя диодами);
- кольцевые (с четырьмя диодами).

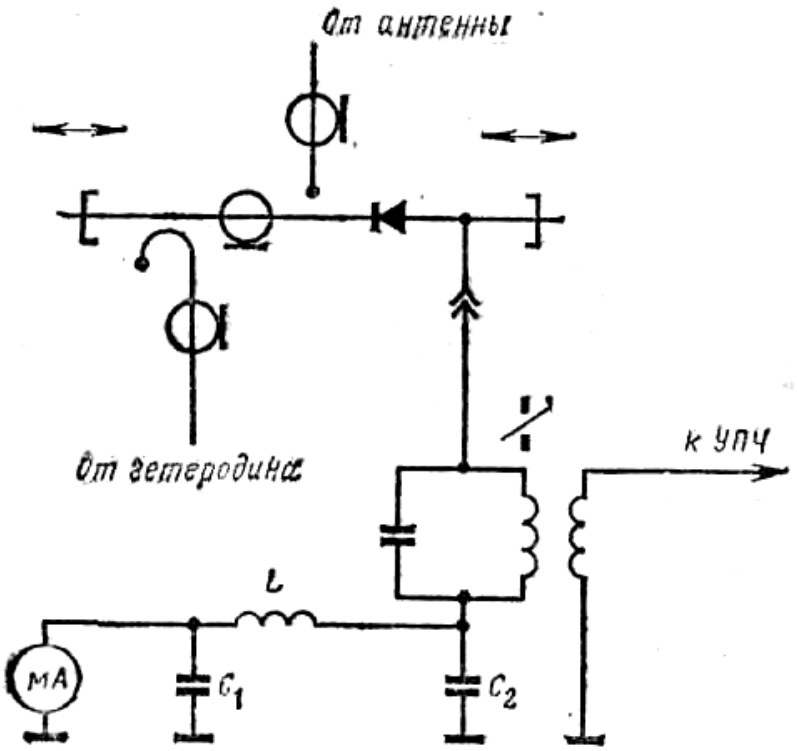


Рис. 6.22 Схема диодного преобразователя частоты диапазона 1–5ГГц [7]. Фильтр C_1LC_2 – развязывающий; $i_= \sim U_Г$. На частотах выше 5 ГГц используются прямоугольные волноводы

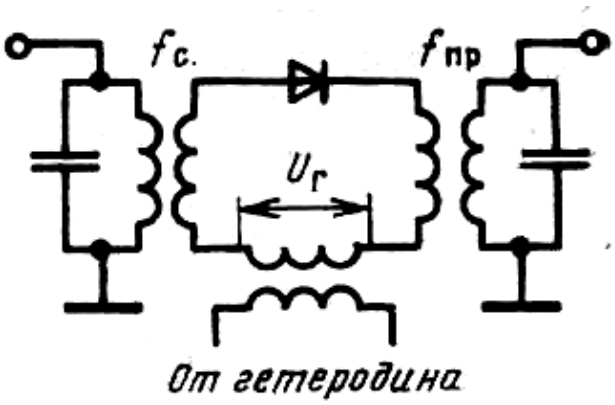


Рис. 6.23 Схемы диодного преобразователя частоты:
U_C, $U_Г$, $U_{ПЧ}$ – действуют в одной цепи [7],[58]

Схема с одним диодом симметрична для напряжений сигнала и промежуточной частоты.

В ней происходит обратное преобразование частоты

$i = \frac{1}{4}\left(e^{au} - 1\right)$ - ВАХ диода на начальном участке.

Крутизна статической ВАХ

$$S = \frac{di}{du} = \frac{1}{4} a e^{au} .$$

$a = 5B^{-1}$ (постоянная со средним значением)
Определяется экспериментально.

Для кремниевых диодов $U_Г < 1B$, т.к. ток резко возрастает.

Для германиевых диодов $U_Г < 2...3B$.

Оптимальной рабочей точкой является начало координат, поэтому *RC* цепи для автоматического смещения не используют.

Анализ работы диодного преобразователя частоты на основе общей теории преобразования

Проведем аппроксимацию ВАХ диода кусочно-ломаной линией

Крутизна ВАХ диода

$$S_{BAX} = \frac{1}{R_i} = G_i .$$

R_i - внутреннее сопротивление диода.

$$\begin{cases} i = Su; u \geq 0, \\ i = 0; u < 0 \end{cases} .$$

При воздействии напряжения гетеродина крутизна ВАХ будет периодически изменяться в виде **последовательности прямоугольных импульсов** с амплитудой *S*.

Длительность определяется углом отсечки θ.

$$S_{ПЧ} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\theta} S\cos(n\omega_Г t)d(\omega_Г t) = \frac{S\sin(n\theta)}{n\pi}.$$

$$G_{i_ПЧ} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\theta} Sd(\omega_Г t) = \frac{S\theta}{\pi}.$$

При простом преобразовании $n = 1$, $\theta = \frac{\pi}{2} = 90^{\circ}$.

$$S_{ПЧ} = \frac{S}{\pi},$$

$$G_{i_ПЧ} = \frac{S}{2},$$

$$\mu = \frac{2}{\pi}.$$

Линейно-ломаная аппроксимация справедлива для $U_Г > 0.3B$.

Обычно $U_Г < 0.3B$ и полученные выше значения являются приближенными.

Для точной аппроксимации используется выражение

$$i = \frac{1}{4}\left(e^{au} - 1\right).$$

Следует также учитывать, что

$$S_{ПЧ} = S_{ОБР} \text{ и } G_{i_ПЧ} = G_{i_ОБР}.$$

Диодный преобразователь частоты может быть замещен эквивалентной П-образной схемой для линейного пассивного четырехполюсника.

Для получения согласованного режима необходимо, чтобы проводимость нагрузки G_H имело значение равное характеристической проводимости G_X .

Под характеристической проводимостью понимают такую проводимость, которая при подключении к выходным зажимам давала бы на входе проводимость, равную характеристической.

При условии $G_H = G_X$ и $G_Г = G_X$ обеспечивается полное согласование.

Коэффициент передачи по напряжению

$$K_{ПЧ_СОГЛ} = \frac{S_{ПЧ}}{G_{i_ПЧ} + G_H} = \frac{\mu_{ПЧ}}{1 + \frac{G_H}{G_{i_ПЧ}}}.$$

$$G_H = G_X = \sqrt{G_i^2 - S_{ПЧ}^2}.$$

$$K_{ПЧ_СОГЛ} = \frac{\mu_{ПЧ}}{1 + \sqrt{1 - \mu_{ПЧ}^2}}.$$

$$K_{ПЧ_СОГЛ} = K_{ПЧ_ОБР}.$$

$$\mu_{ПЧ} = 0{,}7...0{,}9.$$

$$K_{ПЧ_СОГЛ} = 0{,}4...0{,}6.$$

Коэффициент передачи по мощности

$$K_{P_H} = K_{ПЧ_СОГЛ}^2 = \frac{\mu_{ПЧ}^2}{\left(1 + \sqrt{1 - \mu_{ПЧ}^2}\right)^2}$$

$$K_{P_H} = 0{,}16...0{,}36.$$

Коэффициент шума

Характеризуется шумовой температурой

$$t_{ПЧ} = \frac{T_{ПЧ}}{T_0} = NK_{P_н} .$$

$$N = \frac{P_{Ш_ВЫХ_Н}}{K_{P_н} kT_0 П_Ш}$$ - коэффициент шума.

$$P_{Ш_ВЫХ_Н} = NK_{P_н} kT_0 П_Ш .$$

Параметры $K_{P_н}$ и $t_{ПЧ}$ зависят от напряжения гетеродина.

Шум минимален при некотором значении выпрямленного тока гетеродина.

Ориентировочные оптимальные значения 0,5…1 *мА*.

<u>Балансный диодный преобразователь</u>

Используется для борьбы с шумами гетеродина.

Токи обтекают половины первичной обмотки ВЧ трансформатора во встречных направлениях.

При условии симметрии шум гетеродина подавляется.

Токи $I_{ПЧ1}$ и $I_{ПЧ2}$ одинаково направлены и синфазно складываются, создавая в нагрузке напряжение промежуточной частоты, обусловленное напряжением сигнала.

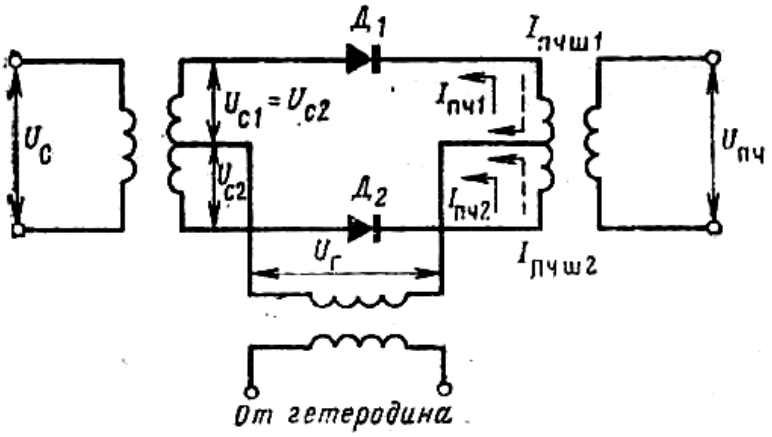


Рис. 6.24 Схема балансного диодного преобразователя
частоты с симметричным выходом [7]

Поскольку симметрию трансформатора осуществить трудно, то используется несимметричный выход.

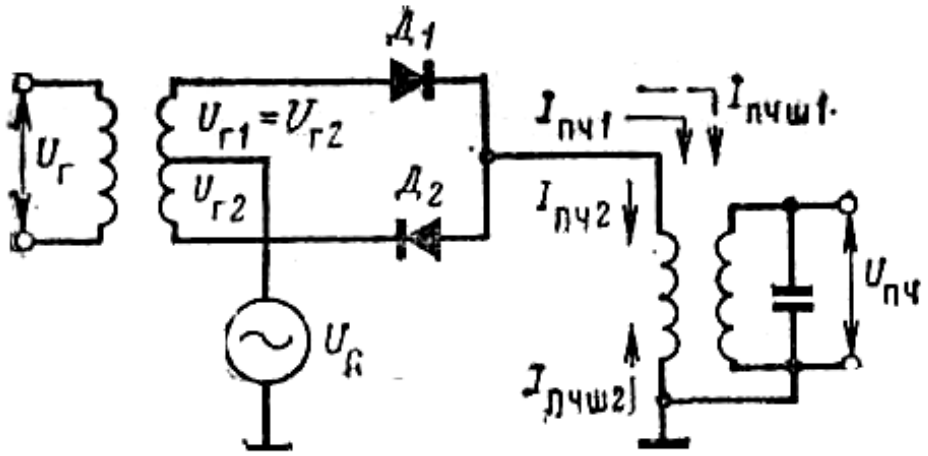


Рис. 6.25 Схема балансного диодного преобразователя
частоты с несимметричным выходным трасформатором [7]

Напряжение гетеродина на диоды подается в противофазе, а напряжение сигнала в фазе.

В результате этого шумовые токи компенсируются, а токи промежуточной частоты синфазно складываются.

Кольцевой диодный преобразователь частоты

Применяется для исключения взаимной связи контуров сигнала и гетеродина.

Токи сигнала и гетеродина компенсируются в нагрузке.

Выходной ток содержит только составляющие с частотами

$$f_Г + f_C \quad \text{и} \quad f_Г - f_C .$$

Из-за трудности реализации симметрии трансформатора применяются на частотах ниже 100 МГц.

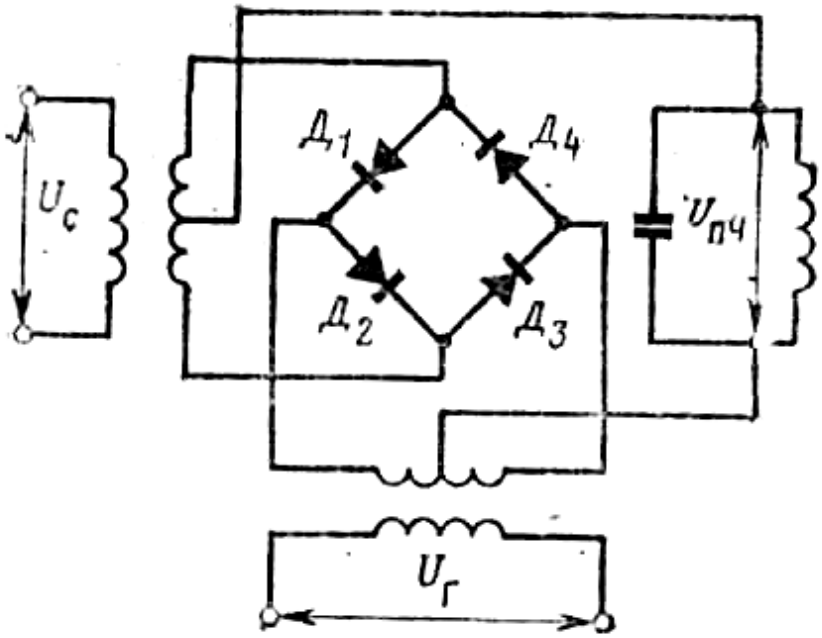


Рис. 6.26 Схема кольцевого (двойного балансного) преобразователя частоты на диодах [7]

В ряде случаем смеситель и гетеродин можно выполнить на одном активном элементе (транзисторе, туннельном диоде, ЛПД, диоде Ганна).

Такие П называются преобразователями с совмещенным гетеродином.

К недостаткам схемы относится то, что необходимо одновременно обеспечить оптимальные режимы работы как гетеродина так и смесителя.

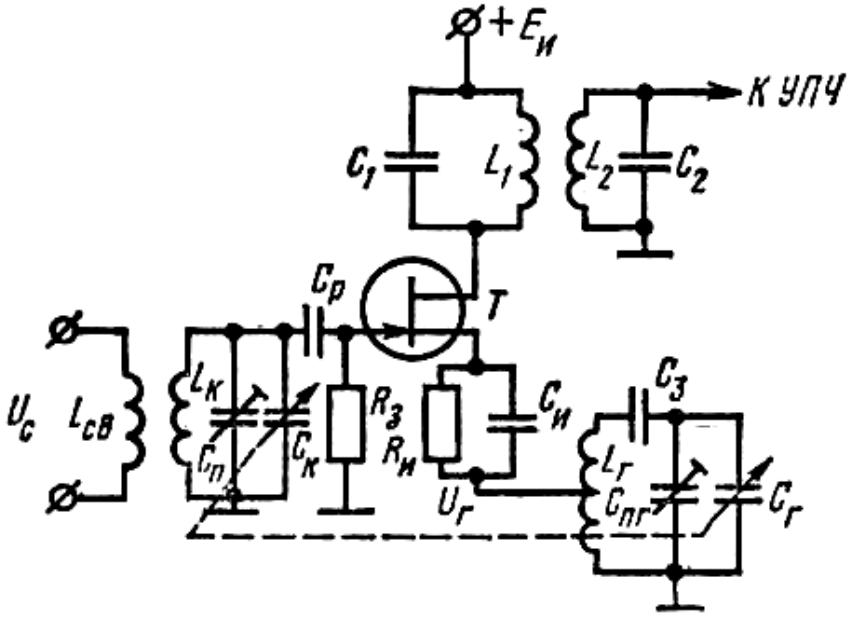


Рис. 6.27 Схема преобразователя частоты с совмещенным гетеродином [8]

Лекция 7

Усилители промежуточной частоты

Основные положения

УПЧ – это усилители, работающие на фиксированной частоте и обеспечивающие усиление принимаемого сигнала до уровня, необходимого для работы демодулятора.

Одновременно УПЧ формирует АЧХ линейного тракта РПУ, которая определяет его избирательность по соседнему каналу.

Основные качественные показатели УПЧ

Номинальное значение промежуточной частоты

Соответствует средней (квазирезонансной) частоте настройки усилителя. Значение $f_{ПЧ}$ в современных РПУ различно, зависит от ширины спектра принимаемых радиосигналов.

Для повышения помехозащищенности приема по прямому каналу установлен международный стандартный ряд значений $f_{ПЧ}$ на который наложен запрет на использование в качестве несущей частоты:

110кГц, 450кГц, 455кГц, 460кГц, 465кГц, 10.7МГц, 15МГц, 30МГц и др.

Полоса пропускания УПЧ

Определяется допустимыми частотными искажениями принимаемого сигнала и обычно оценивается по уровню -3дБ (0.707)

Типовые полосы: для АМ 8-10 кГц, для ЧМ – 250кГц, для РПУ РЛС 1-10МГц.

Коэффициент усиления по напряжению

$$\dot{K} = \frac{U_{ВЫХ_УПЧ}}{U_{ВХ_УПЧ}} = |K| e^{j\varphi_П} .$$

На $f = f_{ПЧ}$ $|K| = K_0$, следовательно уравнение нормированной АЧХ УПЧ

$$\gamma = \frac{|K(j\omega)|}{K_0}.$$

$K_0 = 10^2 - 10^6$ в зависимости от назначения РПУ.

Частотная избирательность

Способность УПЧ ослаблять воздействие на усиливаемый сигнал помех, частоты которых расположены за полосой пропускания УПЧ.

Избирательность определяется формой АЧХ.

В зависимости от конкретной помеховой обстановки (широкополосные или узкополосные помехи) к АЧХ предъявляются различные требования.

Для радиовещания характерной является помеха от соседней по сетке частот станции. Степень ее ослабления характеризует избирательность по соседнему каналу:

$$\sigma_{CK} = \frac{K_0}{|K_{CK}|}.$$

$|K_{CK}|$ - модуль коэффициента усиления на частоте соседнего канала.

Частотную избирательность можно оценивать коэффициентом прямоугольности

$$K_{\Pi} = \frac{\Pi_{\sigma_{CK}}}{\Pi_{0.707}} > 1.$$

Устойчивость

Способность УПЧ сохранять свои основные параметры в заданных пределах при воздействии дестабилизирующих факторов.

В зависимости от типа РПУ к УПЧ могут предъявляться специфические требования.

В РЛС РПУ должен обеспечивать нормальное функционирование в диапазоне входных сигналов 100-120дБ, следовательно УПЧ должен быть логарифмирующим.

В СВЧ диапазоне в РПУ в качестве первых каскадов может использоваться диодный смеситель, поэтому УПЧ должен быть малошумящим т.к.

$$K_{Ш} = K_{Ш_СМ} + \frac{K_{Ш_УПЧ} - 1}{K_{Р_СМ}}.$$

$$K_{Ш_СМ} = 5 - 10,$$

$$K_{Р_СМ} = 0.15 - 0.3.$$

Если допустить ухудшение шумовых показателей РПУ из-за УПЧ на 20%, то

$$K_{Ш_УПЧ} \le 1 + 0.2 K_{Ш_СМ} K_{Р_СМ}.$$

Следовательно $K_{Ш_УПЧ} \approx 1$дБ, что сделать весьма сложно.

В РПУ фазовых систем высокие требования предъявляются к линейности ФЧХ и ее стабильности.

Основные схемы построения усилителей промежуточной частоты

УПЧ по схеме представляет собой усилитель, содержащий частотно-избирательные цепи.

Реализовать такой усилитель можно двумя способами:

**** Постепенное накопление усиления и избирательности в многокаскадной схеме, как следует из выражения для каскадного соединения

$$|K| = |K_1 K_2 ... K_n| = \left(\frac{K_{1_0}}{\sigma_1}\right)\left(\frac{K_{2_0}}{\sigma_2}\right)...\left(\frac{K_{n_0}}{\sigma_n}\right).$$

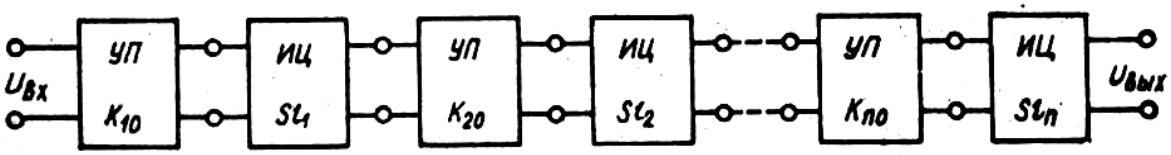


Рис. 7.1 Структурная схема УПЧ с распределенной избирательностью [5]:
УП – усилительные приборы с коэффициентом усиления K_{10} ... K_{n0};
ИЦ– избирательные цепи, обеспечивающие избирательность $Sl_1 ... Sl_n$

Обозначения σ и Sl эквивалентны

Этот усилитель называется УПЧ с распределенной избирательностью.

Частотная избирательность может формироваться за счет LC элементов (одиночные контуры, связанные контуры и др.) в качестве цепей межкаскадной связи и активных RC фильтров.

**** Разделение функций усиления и избирательности

$$|K| = \frac{K_{1_0} K_{2_0} \ldots K_{n_0}}{\sigma_1 \sigma_2 \ldots \sigma_n} = \frac{K_0}{\sigma}.$$

Реализуется структурными схемами

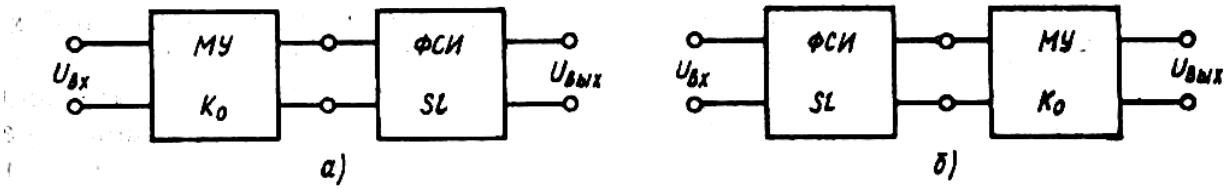


Рис. 7.2 Структурные схемы УПЧ с сосредоточенной избирательностью [5]:
МУ – многокаскадный усилитель;
ФСИ – фильтр сосредоточенной избирательности

Это УПЧ с сосредоточенной избирательностью

Вторая схема предпочтительней, т.к. снижается вероятность перекрестной модуляции и интенсивность помех.

Частотно – избирательные функции выполняют многорезонаторные фильтры - пьезоэлектрические фильтры, пьезомеханические, ЭМФ и т.д.

Усиление осуществляется апериодическими или слабоизбирательными усилителями.

Используются оба типа УПЧ, но в УПЧ с распределенной избирательностью полнее реализованы усилительные свойства активных приборов. Необходимое усиление достигается меньшим числом транзисторов.

В УПЧ с сосредоточенной избирательностью высокая стабильность характеристик усилителя, простота схемы, наладки и эксплуатации.

Усилители промежуточной частоты с распределенной избирательностью

Схемотехника

Схемотехника этих УПЧ связана с широким использованием специализированных и универсальных ИМС серий 228, 235, 174, 175, 526.

Если заданы повышенные требования к динамическому диапазону, шуму, частотному диапазону, то УПЧ проектируется на дискретных элементах.

Схемы отдельных каскадов УПЧ на одиночных контурах не отличаются от схем УРЧ, тем не менее УПЧ содержит, как правило 3-4 каскада, УРЧ - 1-2 каскада.

При многократном понижении частоты, в ряде случаев, возможно применение в УПЧ избирательных RC - каскадов.

Примеры схем

УПЧ с использованием активных RC цепей

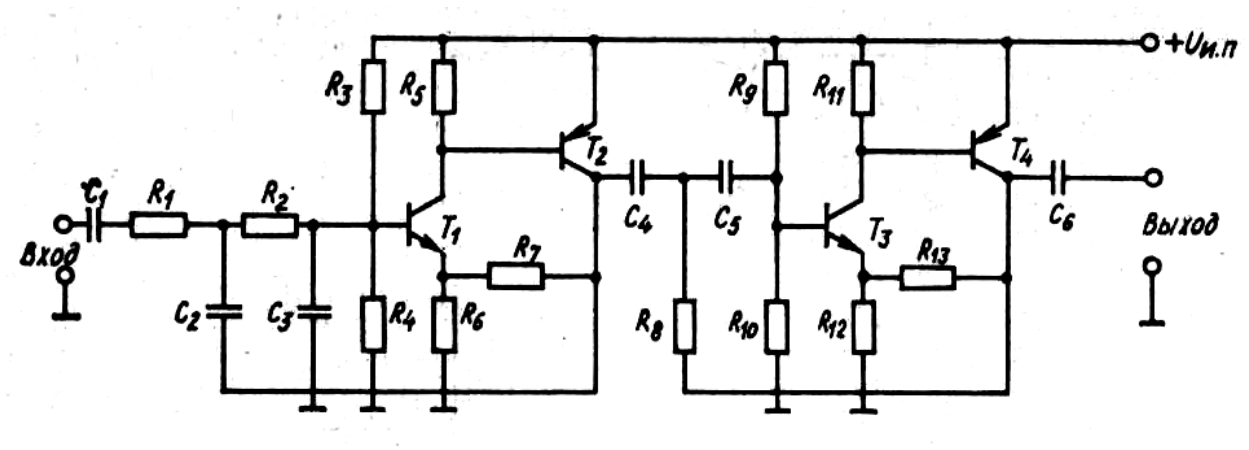


Рис. 7.3 Схема каскада УПЧ на активной RC-цепи [5]

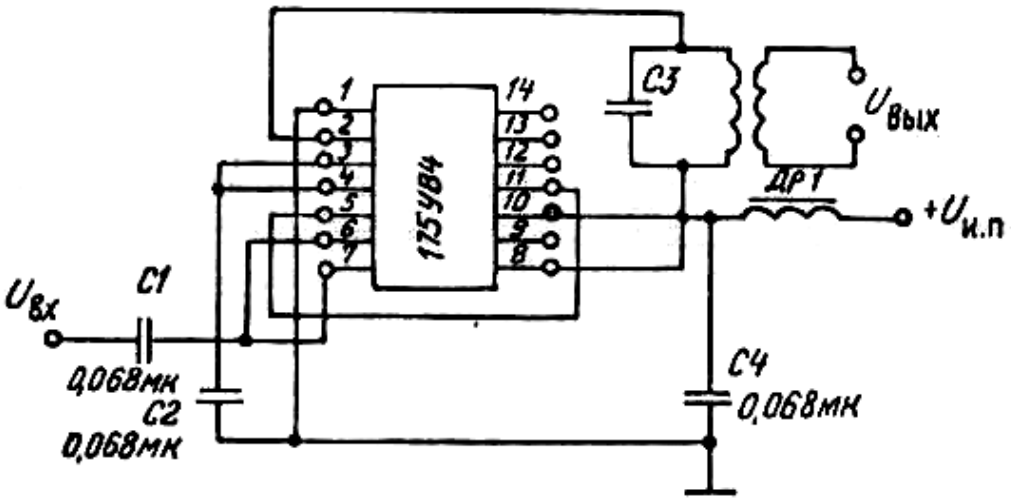


Рис 7.4 Схема УПЧ на ИМС К175УВ4 [63]

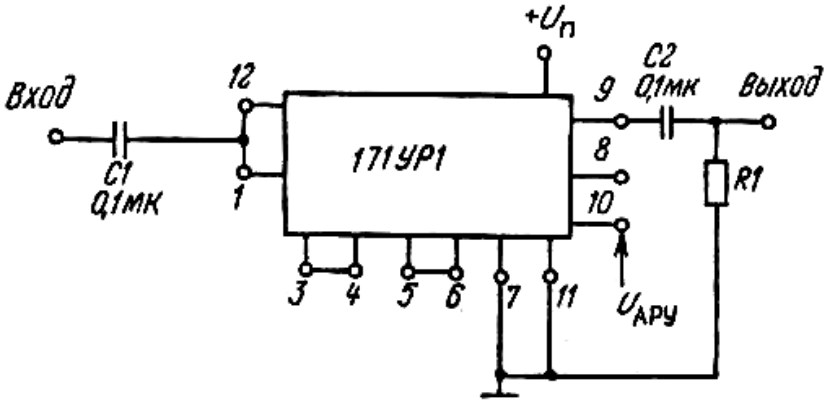


Рис. 7.5 Схема УПЧ с электронной регулировкой усиления
на ИМС К171УР1 [63]

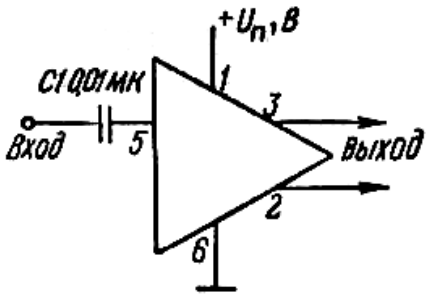


Рис. 7.6 Широкополосный усилитель, предназначенный для применения в ТВ-приемниках в качестве предварительного УПЧ для компенсаций
потерь в пьезофильтрах (ИМС К174 УР10) [63]

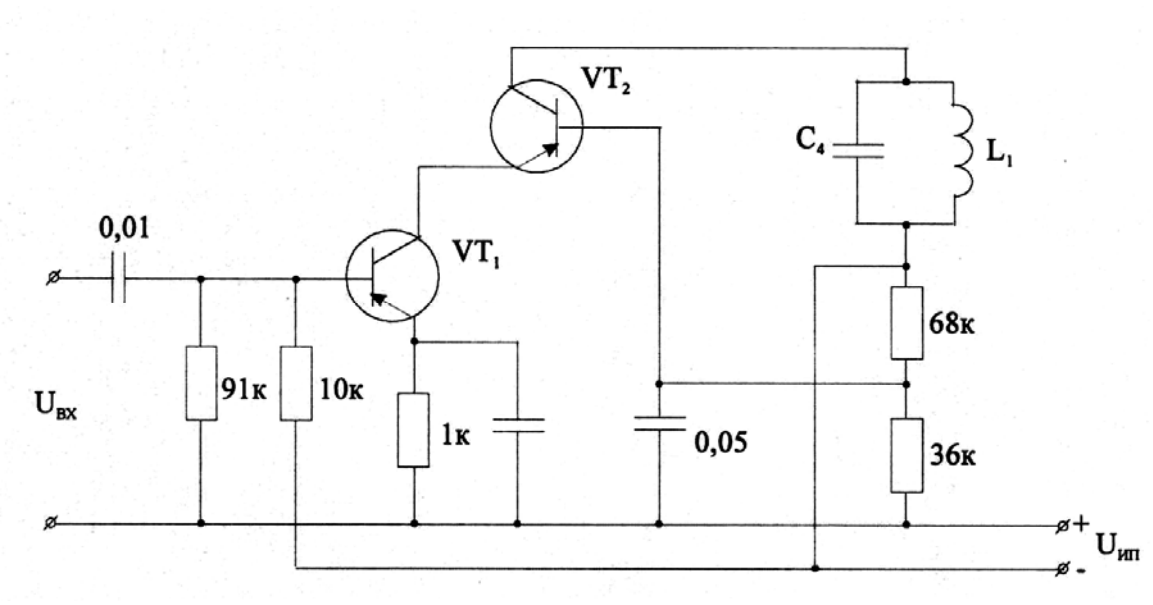


Рис. 7.7 УПЧ по каскодной схеме

Формирование АЧХ и ФЧХ в УПЧ с распределенной избирательностью

Этот процесс нагляднее всего можно пояснить с помощью нулей и полюсов на плоскости комплексной рассторойки или комплексной частоты

$$q = \eta + j\xi .$$

Для однокаскадного УРЧ с одним резонансным контуром

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{-Y_{21} n_1 n_2 R_{ЭК}}{1 + j\xi} = \frac{K_0}{1 + j\xi} .$$

В операторной форме

$$K(q) = \frac{K_0}{1 + q} .$$

$K(q)$ имеет один простой полюс $q = -1$, лежащий на действительной оси плоскости комплексной расстройки

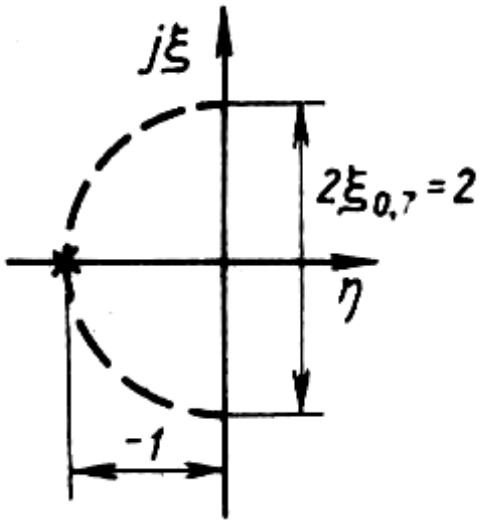


Рис. 7.8 Положение полюса $q_P = -1$ комплексного коэффициента усиления $K(q) = K_0 / (1 + q)$ однокаскадного УПЧ с одиночным резонансным контуром на плоскости комплексной расстройки ($q = \eta + j\cdot\xi$) [5]

Полоса пропускания определяется диаметром окружности с радиусом равном значению полюса ($\xi = \pm 1$).

Из равенства $\xi = \dfrac{2\Delta f}{f_0 d_{ЭК}}$, справедливого для небольших расстроек $\Delta f = f_0 - f$, находим, что точкам пересечения отвечают расстройки $\Delta f = \dfrac{f_0 d_{ЭК}}{2}$ следовательно разность частотных расстроек соответствует концам диаметра окружности $2\Delta f = f_0 d_{ЭК}$.

Но т.к. $f_0 d_{ЭК}$ является полосой пропускания одиночного контура, то один полюс на плоскости комплексной расстройки можно реализовать усилителем с одиночным контуром.

Для ряда АЧХ расположение полюсов и нулей известно.

Для максимально плоской АЧХ полюсы располагаются на равных угловых расстояниях друг от друга.

Диаметр окружности при этом соответствует полосе по уровню 0.707.

Положение полюсов находят из условия

$$q_1, q_2, ...q_m = \begin{cases} e^{\pm jk\pi\frac{1}{m}}; m - нечетное \\ e^{\pm j(1+2k)\pi\frac{1}{2m}}; m - четное \end{cases}$$

$$k = 0,1,2...$$

Для $m = 3$

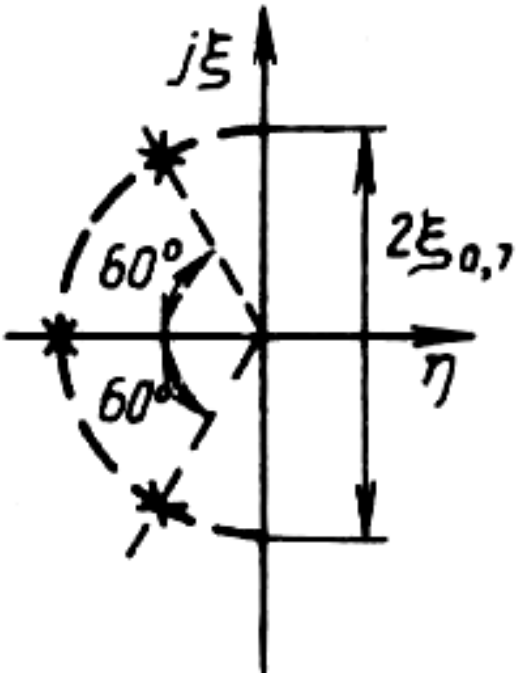


Рис. 7.9 Положение полюсов максимально плоской (баттервортовской) АЧХ УПЧ с числом контуров m = 3 (каскадное соединение 3-резонансных усилителей, каждый из которых реализует свой полюс – расстроенная тройка) [5]

При изменении положения полюсов (горизонтальный сдвиг к оси $j\xi$) можно получить АЧХ чебышевской формы путем умножения их вещественных частей на множитель $\chi < 1$. Окружность при этом переходит в эллипс.

АЧХ чебышевской формы имеет равномерные пульсации. Чтобы получить пульсации от 1 до $\frac{1}{\sqrt{1+\delta}}$ необходимо

$$\chi = th(a),$$

$$a = \frac{1}{m \cdot \arccos\left(\frac{1}{\sqrt{\delta}}\right)}.$$

Полоса пропускания усилителя с чебышевской характеристикой по уровню 0.707 равна полосе пропускания усилителя с максимально плоской характеристикой, а полоса по уровню $\frac{1}{\sqrt{1+\delta}}$ составляет $\frac{2\Pi_{0.707}}{ch(a)}$

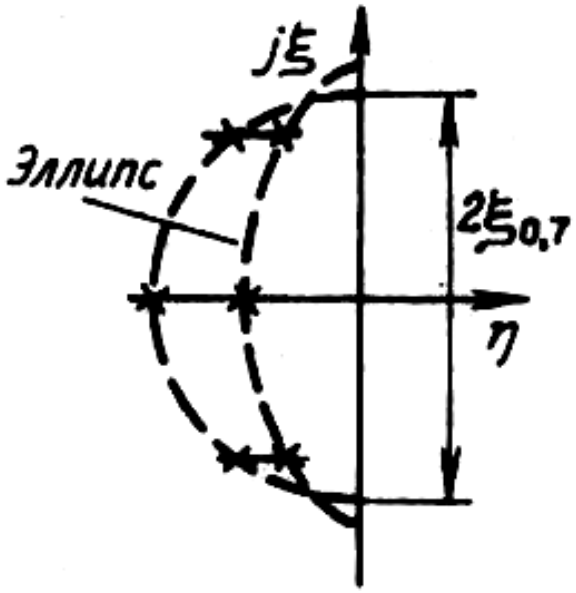


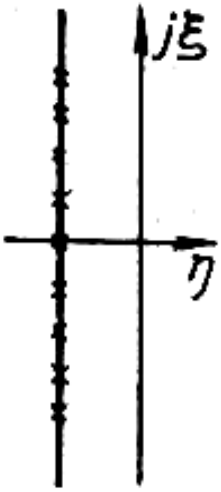
Рис. 7.10 Положение полюсов АЧХ чебышевского типа.
(Окружность переходит в эллипс) m = 3 [5]

Чебышевской и максимально плоской АЧХ соответствует нелинейная ФЧХ.

Для многих применений необходима линейная форма ФЧХ.

Линейную ФЧХ имеет цепь, передаточная характеристика которой содержит полюсы, расположенные на равном расстоянии вдоль линии, параллельной $j\xi$.

Чем больше полюсов, тем линейнее ФЧХ.



7.11 Положение полюсов передаточной характеристики УПЧ
с линейной ФЧХ. Полюсы располагаются на равном расстоянии
вдоль линии, параллельной оси j·ξ.
Чем больше полюсов и меньше расстояние между ними,
тем лучше линейность ФЧХ [5]

Однако, АЧХ такой цепи имеет пологие склоны. Некоторое улучшение может дать расположение полюсов на окружности на равном линейном расстоянии.

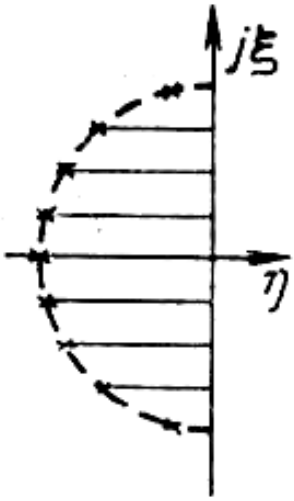


Рис. 7.12 Положение полюсов на окружности на равных расстояниях
по оси j·ξ.. АЧХ – максимально плоская и передаточная функция
с линейной ФЧХ [5]

В этом случае реализуется максимальная линейность ФЧХ и максимально плоская АЧХ.

ФЧХ, близкую к линейной, имеет усилитель с гауссовской АЧХ. Хорошее приближение к этой форме АЧХ дает цепь с полюсом *m*-кратности на действительной оси.

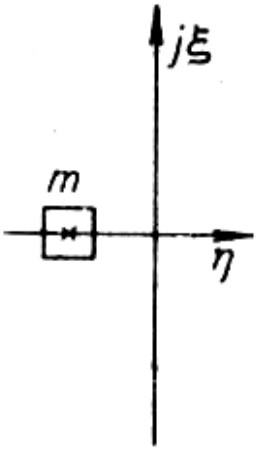


Рис. 7.13 Полюс m-й кратности. АЧХ усилителя близка к гауссовой форме, ФЧХ приближается к линейной.
Реализация – m-каскадный усилитель на идентичных одиночных контурах (m ≥ 5) [5]

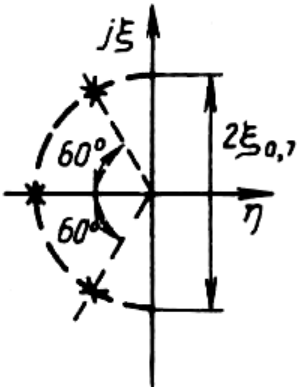
Практически цепь реализуется *m*-каскадным усилителем ($m \geq 5$) на идентичных одиночных контурах.

В ряде случаев необходима АЧХ и ФЧХ специальной формы.

В этом случае сначала формируют АЧХ, а затем добавляют специальные, не изменяющие АЧХ фазовые звенья, формирующие ФЧХ.

Полюсно – нулевой метод весьма нагляден, т.к. позволяет по расположению полюсов отдельных, развязанных друг от друга каскадов, сформировать АЧХ и ФЧХ.

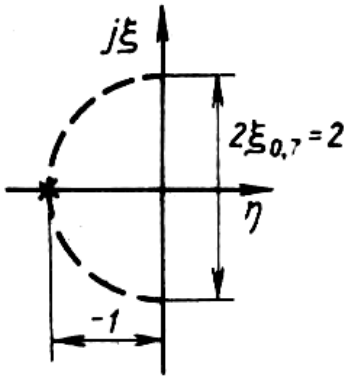
Например, максимально плоскую АЧХ с расположением полюсов



можно реализовать путем каскадного соединения 3-х резонансных усилителей,

каждый из которых реализует свой полюс (расстроенная тройка, аналогично пара, пятерка и т.д.).

Однако гораздо эффективнее, с точки зрения повышения стабильности АЧХ и повышения усиления УПЧ, дает реализация АЧХ путем каскадного соединения усилителя с одиночным контуром



и усилителя с двумя связанными контурами, имеющего два комплексно-сопряженных полюса.

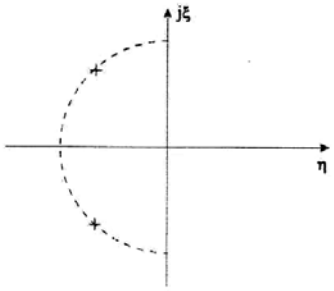


Рис. 7.14 Положение двух комплексно-сопряженных полюсов.
УПЧ с двумя связанными контурами [5]

При наличии нулей в $K(j\omega)$ появляется дополнительная возможность формирования АЧХ.

Если нули вблизи оси $j\xi$, то есть возможность сформировать резкий провал в АЧХ, увеличить крутизну скатов, обеспечить нулевой наклон ФЧХ на резонансной частоте и т.д.

Нули могут быть сформированы усилителем на 2-х связанных контурах при съеме напряжения с первого контура, включением или последовательных резонансных контуров параллельно сопротивлению нагрузки или параллельных контуров последовательно с ней.

Положение нулей определяется изменением частоты настройки, добротности и характеристического сопротивления, а для связанных контуров есть еще дополнительно коэффициент связи.

Рассмотренные способы формирования АЧХ и ФЧХ позволяют спроектировать УПЧ с широкой полосой пропускания, с высоким коэффициентом усиления, высокой линейностью ФЧХ, повышенной избирательностью.

Но для реализации нужны каскады с разнотипными избирательными цепями.

УПЧ получается менее технологичным, трудоемким, обладает повышенной чувствительностью к дестабилизирующим факторам.

Поэтому, если требования к АЧХ и ФЧХ удается удовлетворить, то при массовом производстве УПЧ, как правило, выполняют из одинаковых каскадов с простыми избирательными цепями одного типа:

**** с одиночными контурами;
**** с двумя связанными контурами.

УПЧ с одиночными контурами

Для m-каскадного УПЧ справедливо

$$\dot{K}(j\omega)_m = \left[\frac{\dot{Y}_{21} n_1 n_2 R_{ЭК}}{1 + j\xi}\right]^m,$$

$$|K_m| = \prod_{i=1}^{m} |K_i| = \left[\frac{|Y_{21}| n_1 n_2 R_{ЭК}}{\sqrt{1+\xi^2}}\right]^m.$$

Если УПЧ узкополосный

$$\frac{П_m}{f_m} \le 0.1,$$

то крутизна активного элемента приблизительно постоянна

$$|Y_{21}| = |Y_{21_0}|,$$

Тогда нормированная АЧХ

$$\gamma = \frac{|K_m|}{K_0^m} = \left(\sqrt{1+\xi^2}\right)^{-m}.$$

$K_0 = n_1 n_2 R_{ЭК} \left| Y_{21_0} \right|$ - резонансный коэффициент усиления отдельного каскада.

Полоса пропускания

$$П_{m_0.707} = f_{ПЧ} d_{ЭК} \sqrt{\sqrt[m]{2} - 1} = П_{0.707} \sqrt{\sqrt[3]{2} - 1} .$$

Полосу пропускания для отдельного каскада получают из условия

$$П_{0.707} = \frac{П_{m_0.707}}{\sqrt{\sqrt[m]{2} - 1}} .$$

Затухание одиночного нагруженного контура

$$d_{ЭК} = \frac{П_{m_0.707}}{f_{ПЧ}} \sqrt{\sqrt[3]{2} - 1} .$$

ФЧХ УПЧ на одиночных настроенных контурах

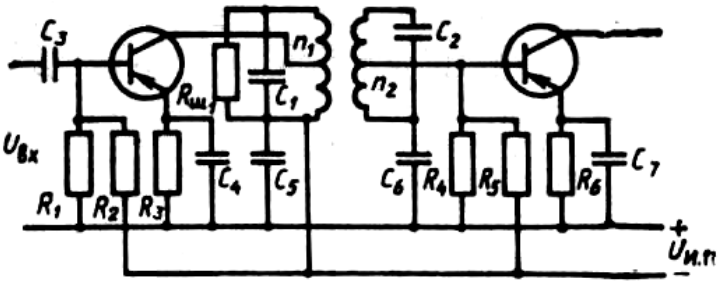
$$\varphi_m = -m \cdot arctg(\xi) + m \cdot \arg Y_{21} .$$

Коэффициент прямоугольности для заданных уровней $\sigma_{0.1} \ldots \sigma_{0.01} \ldots$

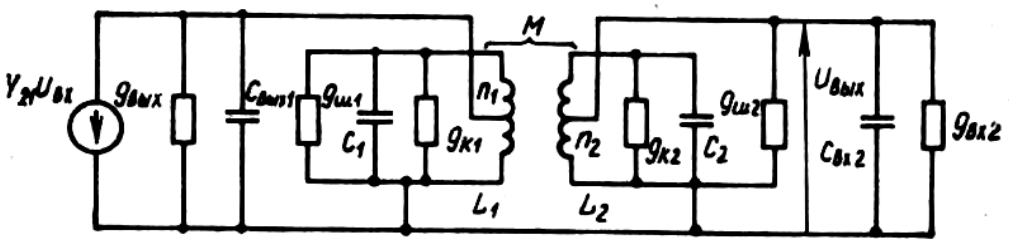
$$K_П = \sqrt{\frac{\sqrt[m]{\sigma^2} - 1}{\sqrt[m]{2} - 1}} .$$

УПЧ на одиночных контурах просты в настройке, АЧХ достаточно стабильна, но, по сравнению с другими типами УПЧ, имеет меньшую полосу и наихудший коэффициент прямоугольности ($K_П \approx 3$)

УПЧ с двумя связанными контурами в каждом каскаде



а)



б)

Рис. 7.15 Схемы УПЧ с двумя связанными контурами в каждом каскаде [5]:
а – принципиальная электрическая схема;
б – эквивалентная схема

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{Y}_{21} n_1 n_2 R_{ЭК} \beta}{1 + \beta^2 - \xi^2 - j2\xi}.$$

В операторной форме

$$K(q) = \frac{\dot{Y}_{21} n_1 n_2 R_{ЭК} \beta}{1 + \beta^2 + q^2 + 2q} = \frac{\dot{Y}_{21} n_1 n_2 R_{ЭК} \beta}{(q + 1 - j\beta)(q + 1 + j\beta)}.$$

Убеждаемся в наличии 2-х комплексно сопряженных полюсов

$$q_{1,2} = -1 \pm j\beta.$$

Модуль коэффициента усиления каскада

$$|K| = \frac{|Y_{21}| n_1 n_2 R_{ЭК} \beta}{\sqrt{(1 + \beta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}}.$$

$\beta = \dfrac{k_{СВ}}{d_{ЭК}}$ - обобщенный коэффициент связи между контурами.

Коэффициент усиления всего УПЧ

$$|K_m| = \prod_{i=1}^{m} |K_i| = \left[\frac{n_1 n_2 |Y_{21}| R_{ЭК} \beta}{\sqrt{(1 + \beta^2 - \xi^2)^2 + 4\xi^2}} \right]^m.$$

Нормированная АЧХ

$$\gamma = \left| \frac{K_m}{K_{m_0}} \right| = \left[\frac{\sqrt{\left(1+\beta^2-\xi^2\right)^2 + 4\xi^2}}{1+\beta^2} \right]^{-m}.$$

Вид АЧХ при различном значении β.

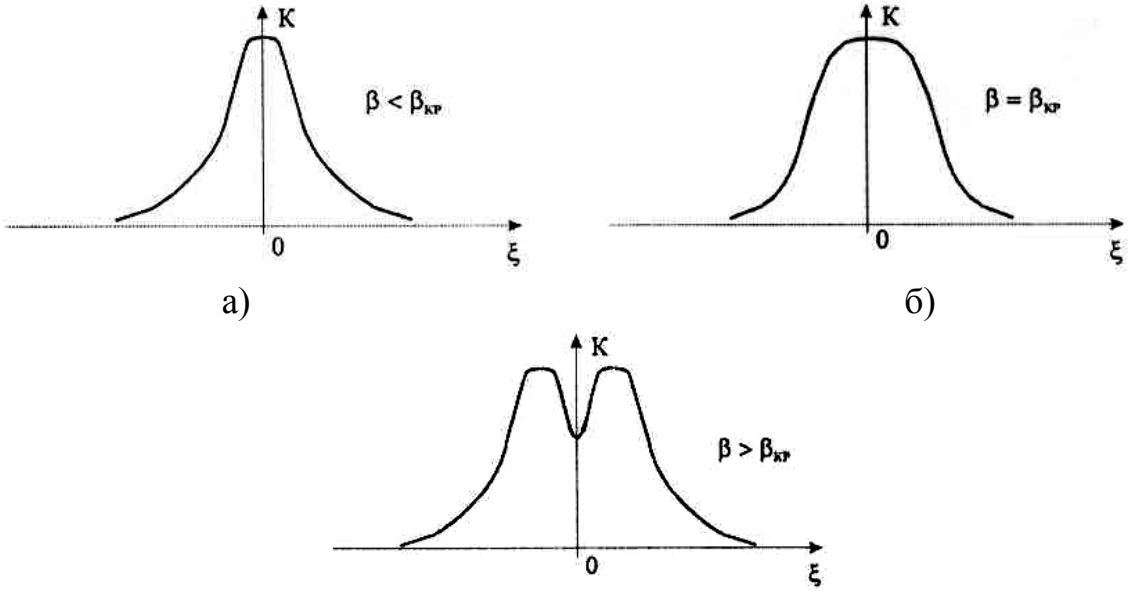


Рис. 7.16 Форма АЧХ усилителя с двумя связанными контурами при различной степени связи между контурами [58]:
β – обобщенный коэффициент связи между контурами;
а – одногорбая АЧХ;
б – максимально плоская;
в – с провалом в центре, который увеличивается с ростом β

Коэффициент усиления при номинальном значении $f_{ПЧ}$.

$$K_{m_0} = \left(n_1 n_2 \left| Y_{21_0} \right| R_{ЭК} \frac{\beta}{1+\beta^2} \right)^m.$$

Оптимальным является значение $\beta = \beta_{KP} = 1$, при этом

$$K_{0_MAX} = \frac{1}{2} \left| Y_{21_0} \right| n_1 n_2 R_{ЭК}.$$

АЧХ *m*-каскадного УПЧ

$$\gamma = \left(\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}} \right)^m .$$

ФЧХ

$$\varphi_m = -m \cdot arctg\left(\frac{2\xi}{2-\xi^2} \right) + m \cdot \arg Y_{21} .$$

Для реализации требуемой полосы $П_{m_0.707}$ затухание каждого контура должно быть

$$d_{ЭК} = \frac{П_{m_0.707}}{f_{ПЧ}} \sqrt{2} \sqrt[4]{\sqrt[m]{2}-1} .$$

Достоинства УПЧ с 2-я связанными контурами в одном каскаде:

**** большее усиление на 1 каскад при заданной полосе;
**** лучшая избирательность ($K_{П_0.1} \approx 2$).

Недостатком является сложность конструкции и настройки.

Устойчивость работы УПЧ

Под устойчивостью понимается отсутствие склонности к самовозбуждению и сохранение основных параметров в стабильном состоянии в условиях эксплуатации.

Самовозбуждение возникает из-за паразитных обратных связей (ОС) – внутренних и внешних.

Внутренние ОС обусловлены обратной проводимостью активного элемента и устойчивости добиваются уменьшением усиления.

Внешние ОС уменьшают путем экранирования, рационального монтажа, фильтров по питанию и т.д.

Получены оценки коэффициента устойчивого усиления $K_{УСТ}$ в предположении, что изменение полосы пропускания и коэффициента усиления при наличии ОС не более 5-20%.

Тогда коэффициент усиления 1 каскада в многокаскадном УПЧ не должен превышать значения

$$K_0 \le K_{УСТ} \approx (0.31 - 0.57)A \ ,$$

$A = \sqrt{\left|\frac{Y_{21}}{Y_{12}}\right|}$ - активность усилительного прибора.

Для инженерных приложений

$$K_0 \le K_{УСТ} \approx 0.5A \, .$$

Для реализации большого резонансного коэффициента усиления выбирают приборы с большой активностью.

Для увеличения устойчивости рекомендуется

**** уменьшить n_1;
**** использовать стабилизирующие резисторы;
**** переходить на каскодные схемы ОЭ-ОБ, ОИ-ОЗ.

Стабильность основных параметров УПЧ

Стабильность зависит от изменения крутизны активного элемента, входных и выходных проводимостей, деталей контуров.

При 10-20% допустимом изменении полосы и коэффициента усиления относительное изменение емкостей контуров не должны превышать

$\left.\begin{matrix} \frac{\Delta C_1}{C_1} \\ \frac{\Delta C_2}{C_2} \end{matrix}\right\} \le (0.4 - 0.7)\frac{П_{0.707}}{f_{ПЧ}}$ для УПЧ с двумя связанными контурами, и

$\frac{\Delta C}{C} \le (0.7 - 0.9)\frac{П_{0.707}}{f_{ПЧ}}$ - для УПЧ с одним контуром.

Исходя из этого выбираются емкости в контурах (по эквивалентной схеме)

$$\Delta C \approx n_1^2 \Delta C_{ВЫХ} + n_2^2 \Delta C_{ВХ} \, ,$$

$$\Delta C_1 \approx n_1^2 \Delta C_{ВЫХ_1} \, ,$$

$$\Delta C_2 \approx n_2^2 \Delta C_{ВХ_2} \, .$$

УПЧ в микроэлектронном исполнении

Основной проблемой является использование катушек индуктивности с требуемыми размерами и добротностью.

Поэтому используются *RC* схемы в виде избирательных звеньев 1 и 2 порядков.

Общая избирательность достигается каскадным соединением звеньев, которые имеют требуемое расположение полюсов и нулей.

Звенья второго порядка имеют передаточную функцию

$$K(p) = k\left(\frac{p^2 \pm p\dfrac{\omega_Z}{Q_Z} + \omega_Z^2}{p^2 + p\dfrac{\omega_P}{Q_P} + \omega_P^2}\right),$$

ω_Z, ω_P - частота нуля и полюса;
Q_Z, Q_P - добротность нуля и полюса.

Для реализации используются два варианта:

**** Каскадное соединение ФНЧ и ФВЧ

$$K_{ФНЧ} = k\frac{\omega_P^2}{p^2 + p\dfrac{\omega_P}{Q_P} + \omega_P^2},$$

$$K_{ФВЧ} = k\frac{p^2}{p^2 + p\dfrac{\omega_P}{Q_P} + \omega_P^2}.$$

**** Звено полосовой фильтрации

$$K_{ФВЧ} = k\frac{p\dfrac{\omega_P}{Q_P}}{p^2 + p\dfrac{\omega_P}{Q_P} + \omega_P^2}.$$

В качестве активного элемента используются операционные усилители с обратной связью.

Достоинства УПЧ с распределенной избирательностью на *RC* звеньях:

- Использование унифицированных блоков и микросборок;
- простота и наглядность;
- удобство настройки.

Недостатки:

- Низкие значения промежуточной частоты (порядка 1МГц);
- большая потребляемая мощность;
- неширокий динамический диапазон.

Переходные процессы

Возникают при прохождении радиоимпульсов с изменяющейся амплитудой, частотой и фазой. С переходными процессами (ПП) необходимо считаться при воздействии импульсных помех на линейную часть приемника.

Из-за ПП происходит искажение формы радиосигнала. Искажения можно рассчитать по переходной характеристике УПЧ.

Для УПЧ с одиночными контурами время установления амплитуды радиоимпульса от 0.1 до 0.9

$$t_У \approx \frac{0.7}{П_{0.7}}.$$

Т.о. можно рассчитать $П_{0.707}$, а затем определить затухание контуров как для непрерывных сигналов.

На связанных контурах при $\beta = \beta_{КР} = 1$

$$t_У \approx \frac{0.81}{П_{0.7}}.$$

При $\beta > \beta_{КР} > 1$ ПП сопровождается выбросом, причем тем большим, чем больше число каскадов и дольше обобщенный коэффициент связи.

Оптимальным является максимально плоская АЧХ.

Необходимо помнить, что форма импульсов искажается во ВЦ и УРЧ, если их полосы соизмеримы с полосой УПЧ. Суммарное время установления

$$t_У \approx \sqrt{t^2_{У_ВЦ} + t^2_{У_УРЧ} + t^2_{У_УПЧ}}.$$

Усилители промежуточной частоты с сосредоточенной избирательностью

Избирательность в таких УПЧ обеспечивается в ФСИ, который включается между преобразователем и апериодическим УПЧ.

При большом затухании в ФСИ перед ним включают дополнительный усилитель, для компенсации потерь.

Достоинства:
- Простота в изготовлении и настройке;
- стабильность АЧХ и ФЧХ;
- меньшая склонность к самовозбуждению.

В качестве ФСИ используются:
- Электрические фильтры;
- электромеханические фильтры ЭМФ;
- пьезомеханические фильтры;
- пьезоэлектрические фильтры на объемных и поверхностных акустических волнах;
- дискретные и цифровые фильтры.

Электрические фильтры

LC, *RC* многозвенные активные звенья.

LC – фильтры - система Т- или П-образных полосовых звеньев, согласованных между собой, числом 5-10.

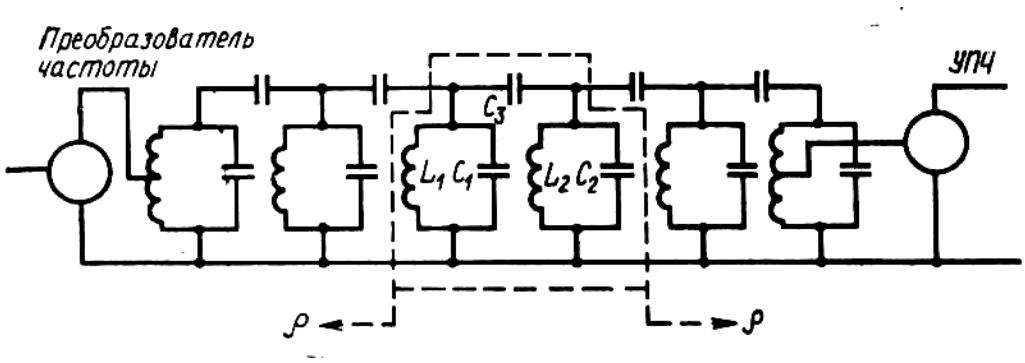


Рис. 7.17 Схема многозвенного LC-фильтра сосредоточенной избирательности [5]

$$C_1 = C_2 = \frac{f_1}{2\pi f_2 (f_1 - f_2)\rho},$$

$$L_1 = L_2 = \frac{f_2 - f_1}{2\pi f_1 f_2},$$

$$C_3 = \frac{f_1 + f_2}{4\pi\rho f_1 f_2}.$$

$$f_1 \approx f_{ПЧ} + \frac{П_{0.707}}{2}, \quad f_2 \approx f_{ПЧ} - \frac{П_{0.707}}{2}.$$

$\rho \approx 1 - 20кОм$ - характеристическое сопротивление фильтра.

На высоких частотах используются схемы на полосковых линиях, ва также коаксиальные фильтры.

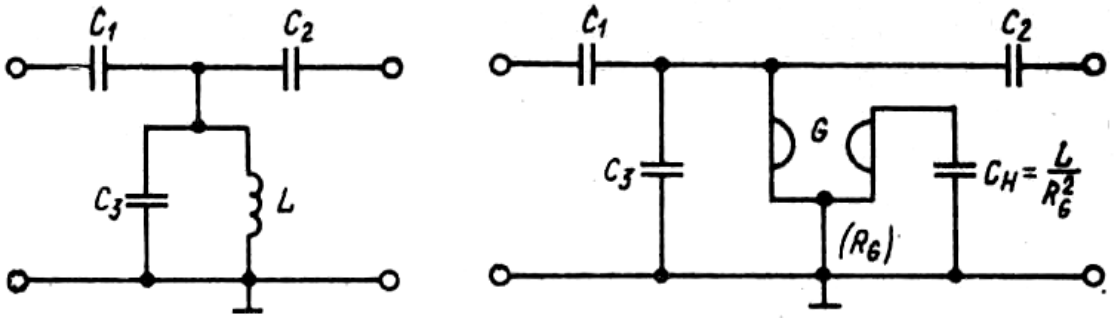
В ФСИ на частоты меньше 10МГц используют активные *RC* цепи.

На частотах 100кГц – 5…10МГц находят применение гибридные пленочные ИС с дискретными ВЧ транзисторами с цепями ОС.

На частотах порядка 100-200кГц для замены индуктивностей используют специальные микросхемы с гираторами.

Гиратор преобразует емкостное сопротивление нагрузочного конденсатора C_H в индуктивное сопротивление на входе по формуле

$Z_{BX} = R_G^2 j\omega C_H$, R_G - сопротивление гирации.



а) б)

Рис. 7.18 Схема использования гиратора в качестве заземленной катушки индуктивности [5]:
а – схема контура;
б – включение гиратора G

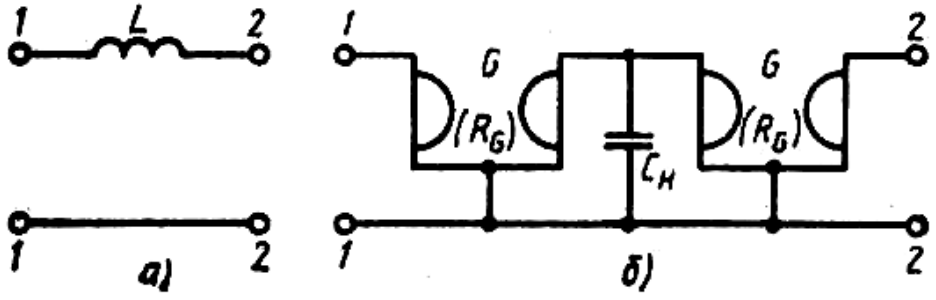


Рис. 7. 19 Схема включения гираторов в качестве незаземленной катушки индуктивности [5]:
а – катушка индуктивности;
б – гираторный аналог

Для повышения рабочих частот ФСИ на *RC* схемах используют усилители с конечным усилением, в частности повторители напряжения, охваченные многопетлевой ОС.

В них повышенная стабильность параметров и расширенный динамический диапазон.

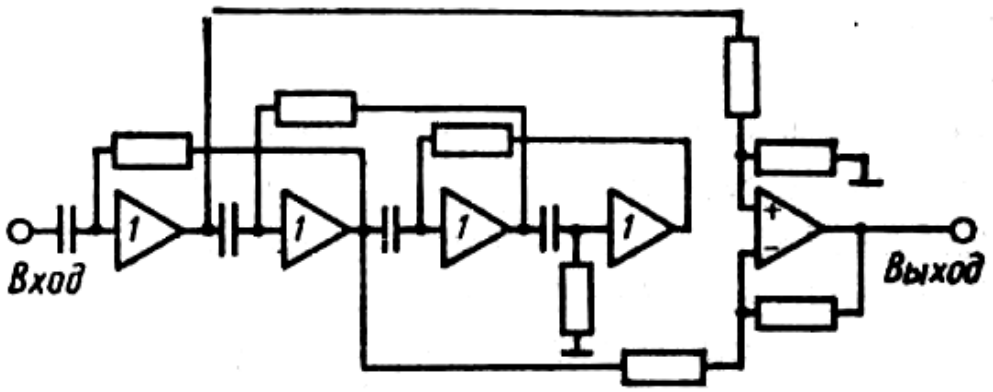


Рис. 7.20 Функциональная схема ФСИ 4-го порядка на повторителях напряжения [5]

Существенное повышение частоты достигается при использовании СВЧ транзисторов, а также применение в фильтре преобразователя частоты (фильтры с двойным частотным переносом или параметрические).

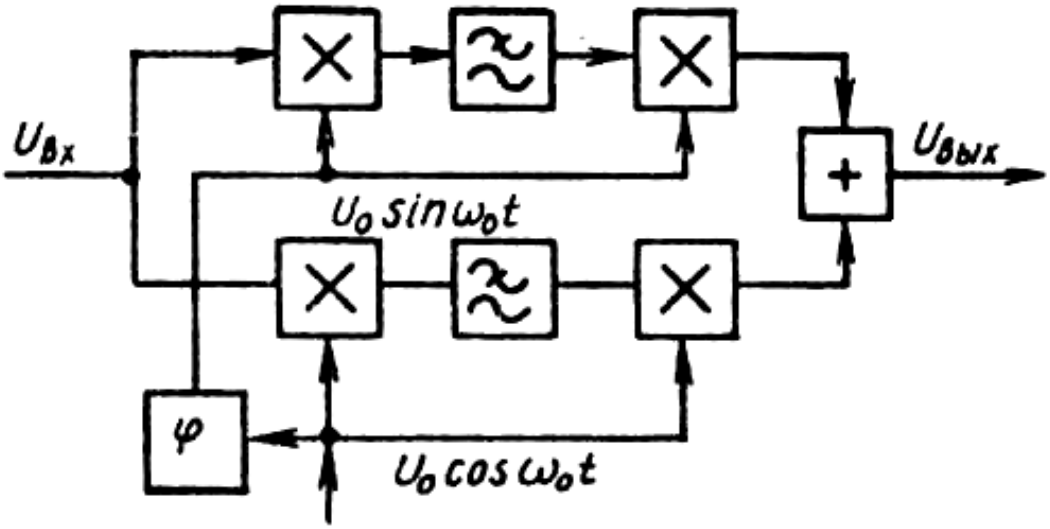


Рис. 7.21 Структурная схема фильтра с двойным преобразованием частоты [5]

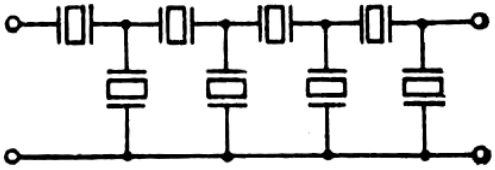
Первый перемножитель с ФНЧ на высокоизбирательных *RC* активном фильтре является смесителем на низкую промежуточную частоту.

Второй – балансный модулятор.

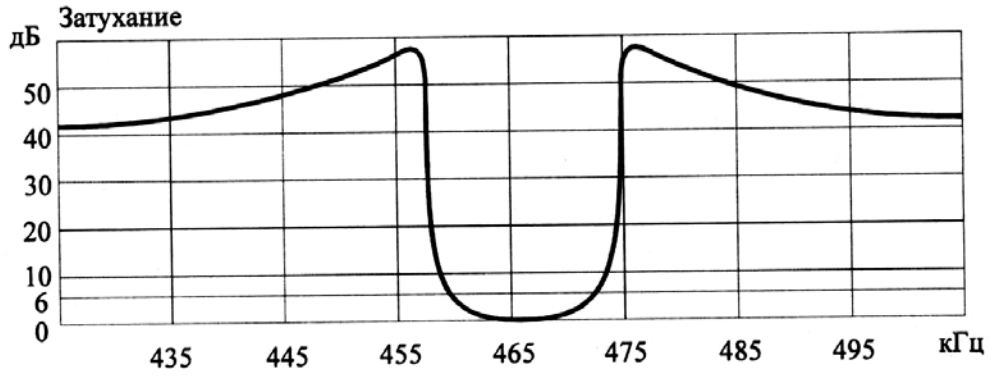
Сначала частота сигнала понижается, фильтруется, а затем вновь восстанавливается до исходной. При этом нестабильность гетеродина компенсируется.

Пьезомеханические и элетктромеханические фильтры

Используются на частотах до 1МГц. Например на частоты 465кГц, 500кГц.



а)



б)

Рис. 7.22 Восьмирезонаторный пьезоэлектрический фильтр типа ПФ1П на промежуточную частоту 465 кГц [37]
а – электрическая схема; б – АЧХ фильтра

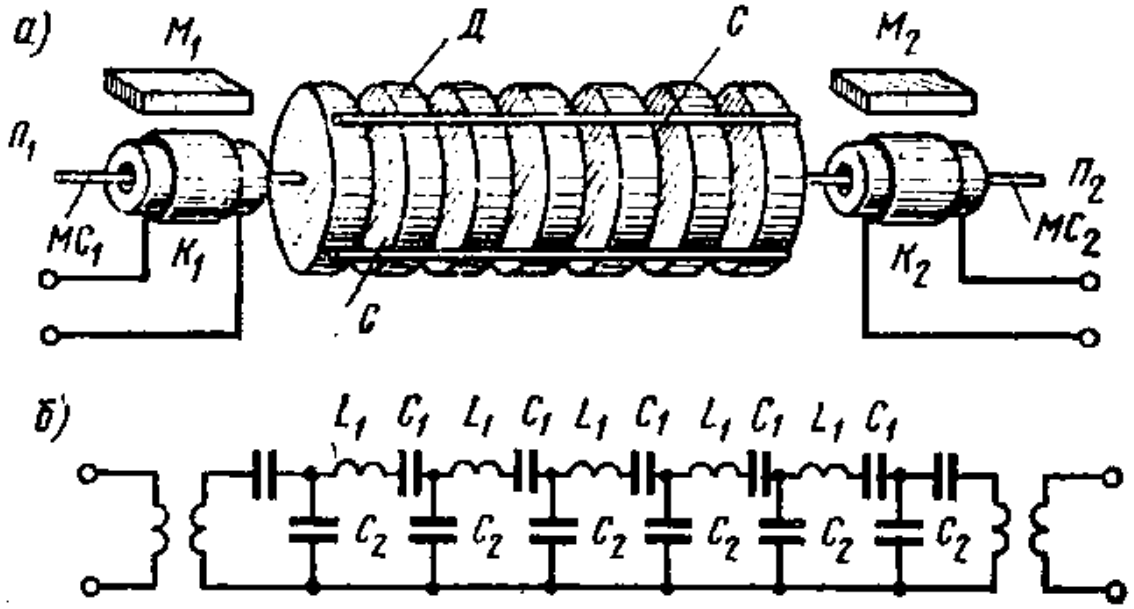
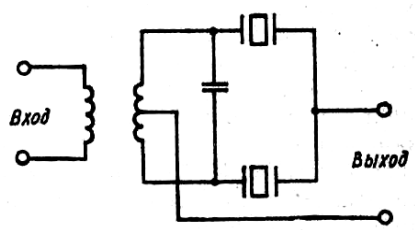


Рис. 7.23 Электромеханический фильтр [14]:
а – конструкция; б – эквивалентная схема

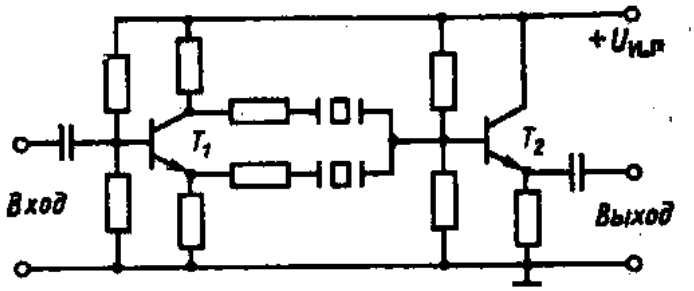
Пьезоэлектрические фильтры

Пьезоэлектрические фильтры на объемных акустических волнах представляют собой резонансную систему, выполненную на пьезоэлектрике (кварце), с нанесенными электродами и контактными площадками.
Частоты: сотни герц – десятки мегагерц, а на высших гармониках до 400МГц.

Пьезорезонаторы дают лучшие результаты в дифференциально-мостовой схеме.



а)



б)

Рис. 7.24 Включение пьезорезонаторов по дифференциально-мостовой схеме [5]: а – используется дифференциальный трансформатор;
б – микроэлектронное исполнение с использованием фазоинверсного каскада на транзисторе

Интегральные пьезоэлектрические фильтры на ОАВ конструктивно оформляют в виде пластины с нанесенными электродами.

При из определенном расположении основная часть энергии концентрируется в объеме между электродами и экспоненциально спадает при удалении от них.

Это позволяет разместить на одной пластине несколько акустически связанных резонаторов.

Соединяя пары акустически связанных резонаторов получают многорезонаторный ФСИ с затуханием в полосе заграждения более 80дБ.

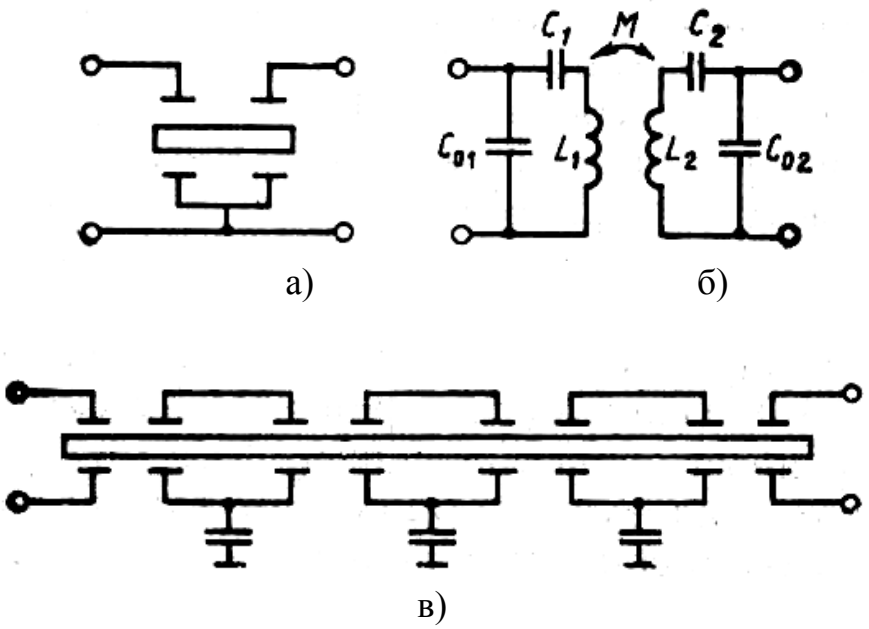


Рис. 7.25 Интегральные пьезоэлектрические фильтры
на объемных акустических волнах [5]:
а – схема звена;
б – эквивалентная электрическая схема;
в – схема многозвенного фильтра

ФСИ на поверхностных акустических волнах (ПАВ)

Содержат входной и выходной встречно-штыревые преобразователи ПАВ.

При поступлении на вход электрического сигнала возбуждается поверхностные акустические волны, часть которых распространяются на выход, где происходит обратное преобразование.

При $\lambda = 2d_P$ происходит синфазное сложение, наступает резонанс на частоте

$$f_0 = \frac{v}{2d_P},$$

v - скорость распространения ПАВ, для кварца $v = 3.15 \cdot 10^3 \frac{м}{с}$.

На частотах $f = 1 - 2ГГц \quad d_З \le 1мкм$.

Достоинства:

- Надежность;
- технологичность
- повторяемость параметров;
- полосы пропускания от 0.01 до 100%;
- АЧХ близка к прямоугольной при линейной ФЧХ;
- малые потери (1-2дБ).

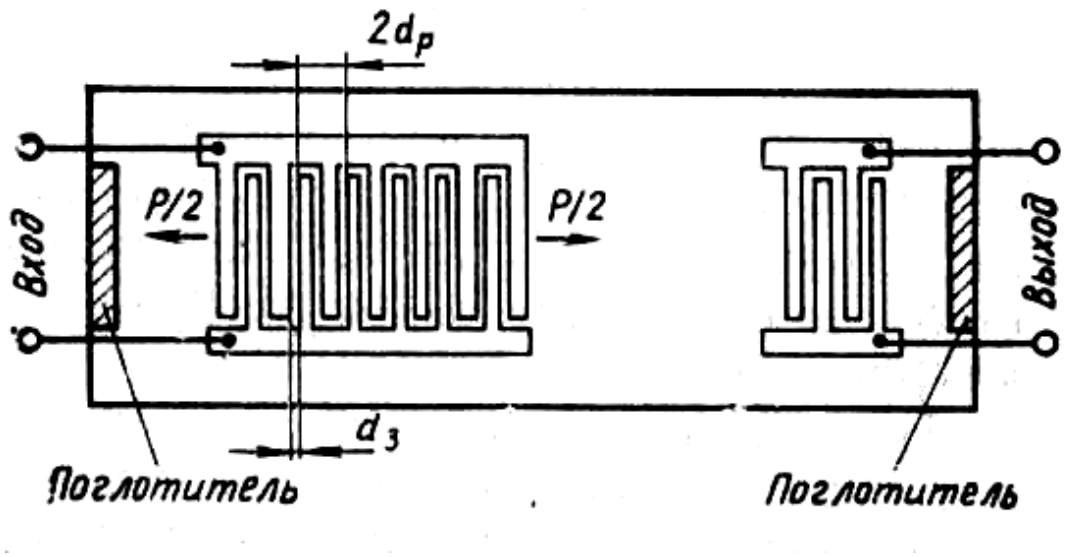


Рис. 7.26 Фильтр на поверхностных акустических волнах [5]

Трансверсальные и рекурсивные фильтры

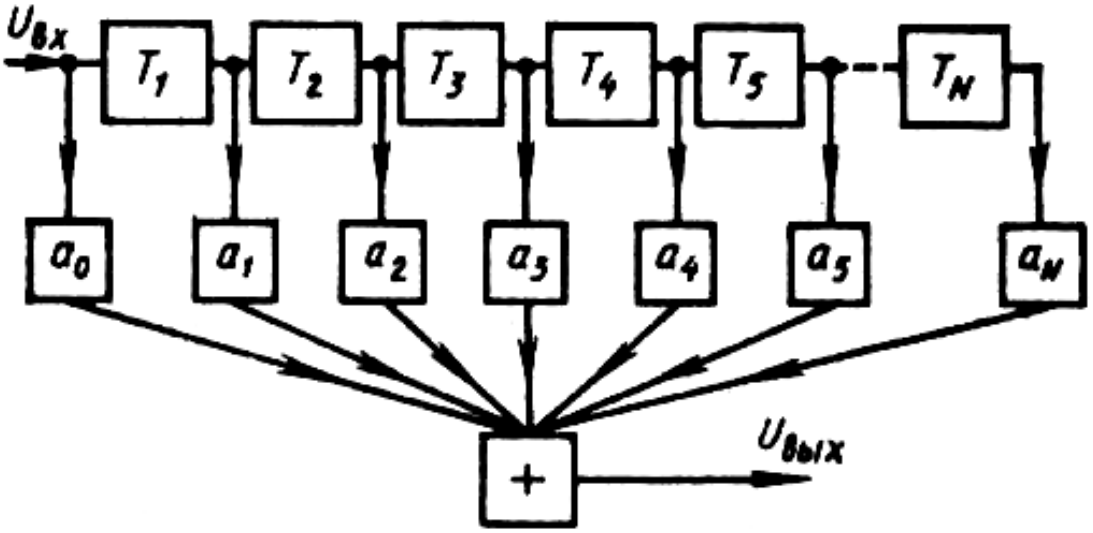


Рис. 7.27 Трансверсальный фильтр [5]:
a_0, a_1, ..., a_N – весовые коэффициенты; $T_1 \ldots T_N$– линии задержки;
+ – сумматор

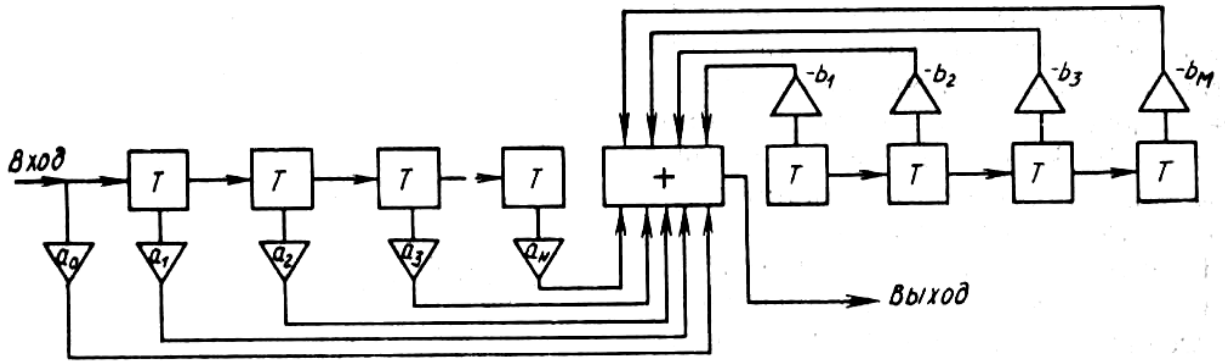


Рис. 7.28 Рекурсивный фильтр [5]:
a_0, a_1, ..., a_N, b_0, b_1, ...,b_M – весовые коэффициенты; Т– линии задержки;
+ – сумматор

Лекция 8

Детекторы радиосигналов

Основные положения

В детекторах (Д) осуществляется выделение сообщения из сигнала и устранение ВЧ колебаний несущей частоты.

В зависимости от вида модуляции различают следующие типы детекторов:
- Амплитудные;
- Частотные ;
- Фазовые.

Спектр выходных колебаний Д лежит в области НЧ, а спектр входных колебаний в области ВЧ.

Осуществить такую операцию возможно только в устройствах, содержащих нелинейные элементы или параметрические элементы.

Чаще всего используют полупроводниковые диоды, реже транзисторы.

Выделение частот модуляции осуществляется в ФНЧ (*RC* или *RLC*).

Основной характеристикой для любого Д. является его детекторная характеристика: статическая зависимость выходного эффекта от информационного параметра входного сигнала:

Для АМ: $U_{-}(U_0)$ или $\Delta U_{-}(U_0)$;

Для ФМ $\Delta U_{-}(\varphi)$ при $U_0 = const$;

Для ЧМ $\Delta U_{-}(f)$ при $U_0 = const$.

U_{-}, ΔU_{-} - постоянная составляющая или приращение постоянной составляющей.

Процесс детектирования сопровождается неизбежными частотными, фазовыми и нелинейными искажениями.

Наиболее полное представление о частотных и фазовых искажениях дает АЧХ и ФЧХ детектора.

$U_{\Omega}(\Omega)$ и $\varphi_{\Omega}(\Omega)$,

U_{Ω} - амплитуда напряжения частоты Ω на нагрузке детектора;

Ω - угловая частота модуляции;

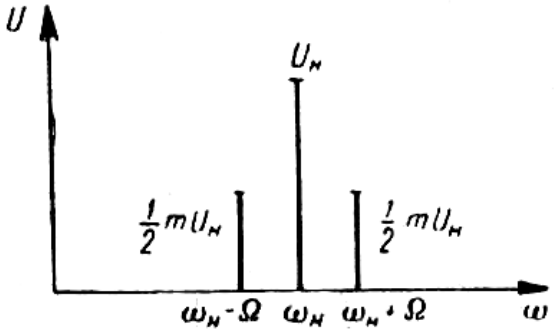
φ_{Ω} - сдвиг по фазе одинаковых частотных составляющих в спектре выходного колебания и в спектре модулирующей функции.

Нелинейные искажения определяются видом детекторной характеристики. Они тем меньше, чем она линейнее.

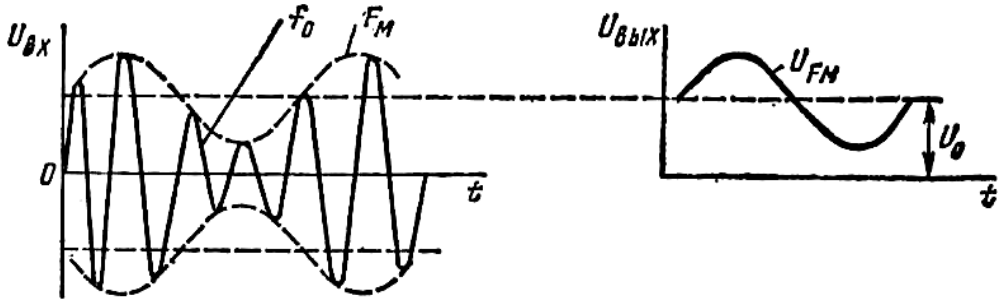
На детекторной характеристике можно выбрать участки, где нелинейные искажения будут минимальны или не будут превышать определенного предела.

В случае гармонической модуляции нелинейные искажения определяются коэффициентом нелинейных искажений.

Для реальных Д. качественные показатели зависят от входных сигналов. Существуют оптимальные значения входных сигналов, при которых качественные показатели наиболее высоки.



а)



б)

Рис. 8.1 Амплитудная модуляция:
а – спектральная диаграмма радиосигнала с синусоидальной огибающей;
б – графики, поясняющие результат детектирования АМС

Амплитудные детекторы

Последовательный детектор АМ сигналов

Рассмотрим схему амплитудного детектора (АД). В качестве нелинейного элемента используется диод.

Качественные показатели сильно зависят от амплитуды сигнала.

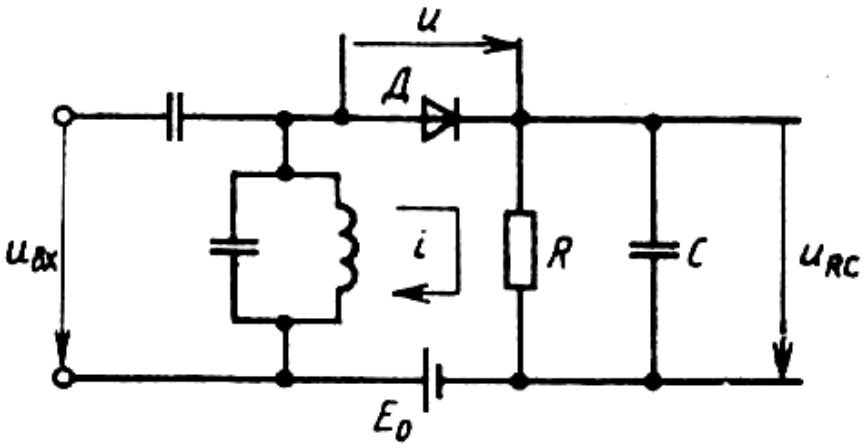


Рис. 8.2 Схема последовательного амплитудного детектора на диоде [5]:
E_0 – начальное смещение, определяющее рабочую точку
на вольт-амперной характеристике;
R,C – фильтр; u, i – мгновенные значения напряжения и тока

$$\begin{cases} i = f(u) \\ i = \dfrac{U_{RC}}{Z_{RC}} = -\dfrac{u + u_{BX} + E_0}{Z_{RC}} \end{cases}.$$

Z_{RC} - коэффициент пропорциональности между током и напряжением с учетом их несинусоидального характера.

$i = f(u)$ - уравнение ВАХ как безынерционного нелинейного элемента.

В режиме покоя

$u_{BX} = 0$, $i = I_- = I_П$, $Z_{RC} = R$, $U_{RC} = U_-$. ($I_П$ - ток покоя)

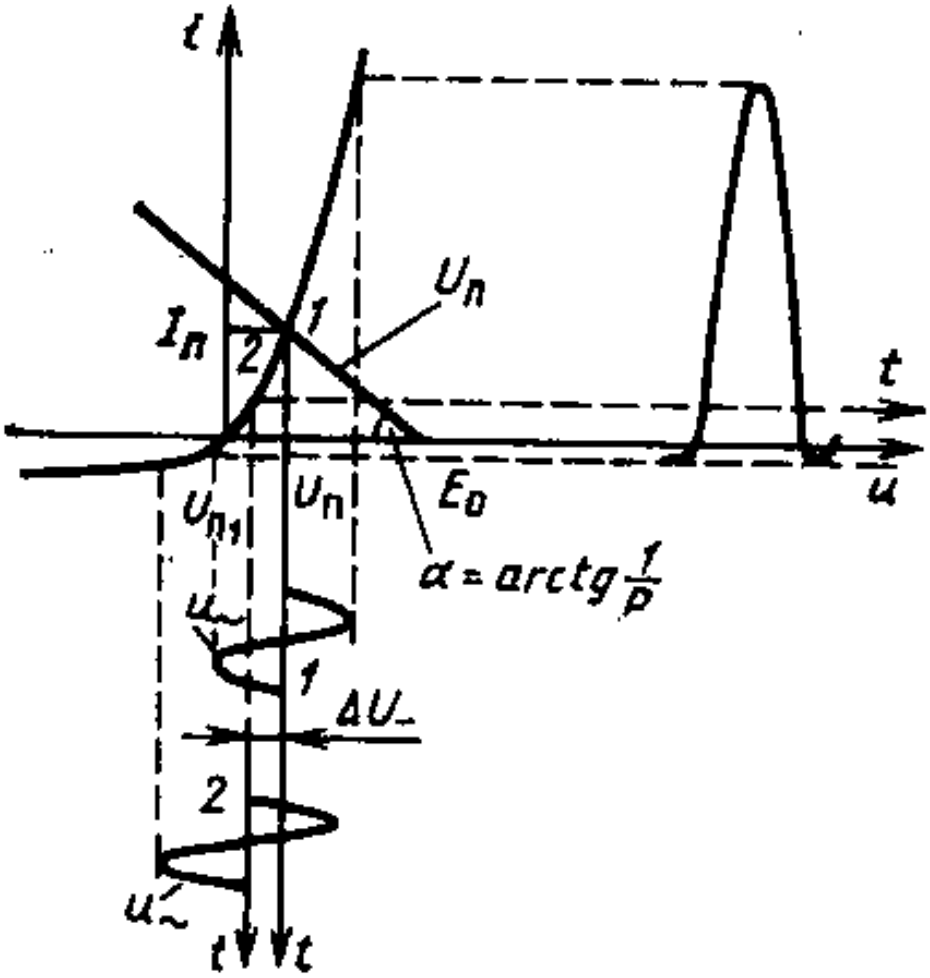


Рис. 8.3 Графическое решение системы уравнений $\begin{cases} i = f(u), \\ i = -(E_0 + u)/R \end{cases}$

для режима покоя [5]

$u_{\sim}$, появляющееся на диоде одновременно с u_{BX}, суммируется в начальный момент с U_{Π} (положение 1).

Благодаря нелинейности ВАХ кривая тока не имеет синусоидального характера. При этом в составе тока появляется постоянная составляющая, которая, протекая через R создает падение постоянного напряжения, смещающее рабочую точку влево (положение 2).

Эффект детектирования

$$|\Delta U_{-}| = U_{\Pi 1} - U_{\Pi},$$

$U_{П1}$ - новая абсцисса рабочей точки при наличии входного напряжения u_{BX}.

Такое же по значению приращение напряжения, но противоположное по знаку, снимается с нагрузочного сопротивления и является выходным сигналом Д.

При дальнейшем увеличении входного напряжения возрастает приращение постоянного напряжения на сопротивлении и далее смещает влево рабочую точку.

Ток через диод приближается к односторонним импульсам. При положительной полуволне диод открывается. Т.о. наступает ключевой режим: «диод открыт, диод закрыт».

В промежутках между пиками входного напряжения диод поддерживается в закрытом состоянии напряжением на *RC* цепи (U_{RC}).

Форма напряжения U_{RC} определяется зарядно-разрядными процессами на конденсаторе.

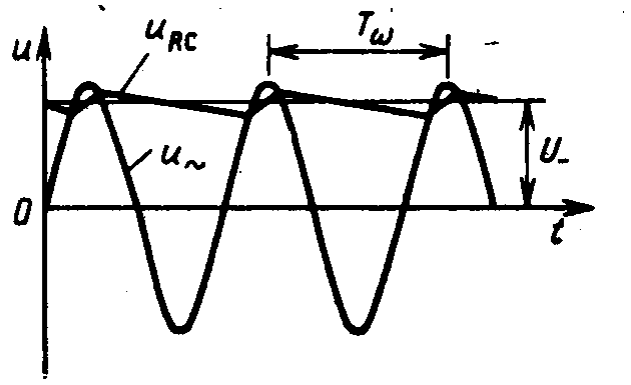


Рис. 8.4 Диаграмма зарядно-разрядных процессов емкости нагрузки *C* в амплитудном детекторе [5]

В силу нелинейности ВАХ диода сопротивление для положительной полуволны меньше, чем для отрицательной, т.е. процесс зарядки происходит быстрее, чем разрядки.

<u>Требования к нагрузочной цепи</u>

$u_\sim \approx u_{BX}$, для этого необходимо $C >> C_{ДИОДА}$.

$\tau_P = (R_{i_} \parallel R)C >> T_\omega$

$$\tau_3 = (R_{i+} \parallel R)C << \tau_P .$$

Условие $\tau_P >> T_\omega$ позволяет считать рабочую точку неподвижной даже при наличии $u_\sim$.

При этом $U_{RC} \approx U_-$.

Зависимость ΔU_- от U_0 (эффекта детектирования от приложенного напряжения) называется **детекторной характеристикой**.

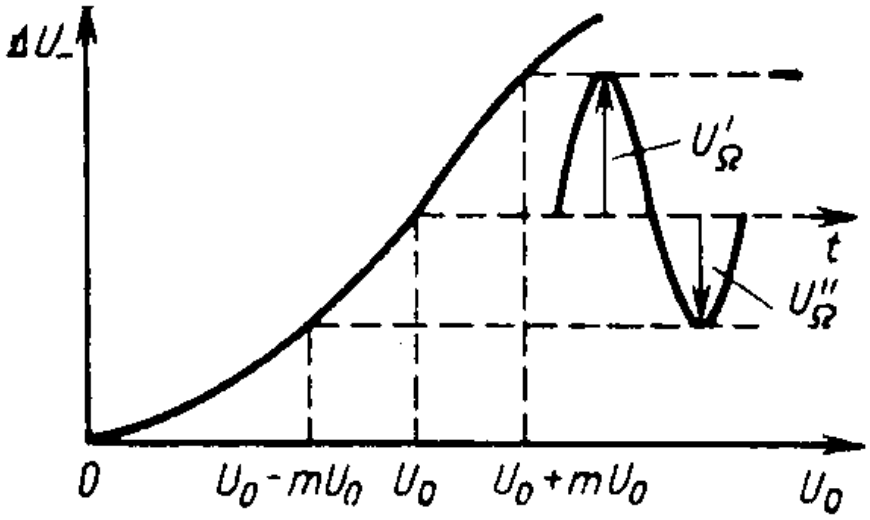


Рис. 8.5 Детекторная характеристика [5]

Если входной сигнал имеет АМ с глубиной m и частотой Ω, а напряжение на нагрузке успевает следить за изменением амплитуды входного сигнала, то ΔU_- становится функцией времени и повторяет закон модуляции входного сигнала.

При этом появляются нелинейные искажения, вызванные нелинейностью детекторной характеристики

$$U'_\Omega \neq U''_\Omega .$$

При модуляции спектром частот возникают частотные и фазовые искажения, обусловленные наличием C.

Детекторная характеристика в режиме слабых сигналов

$$\Delta U_- = AU_0^2 ,$$

является квадратичной, что приводит к значительным нелинейным искажениям АМ сигнала.

Если детектор безынерционен по отношению к огибающей входного сигнала, то в составе выходных сигналов появляются кроме частот Ω еще и составляющие с частотой 2Ω.

В случае, если сопротивление нагрузки для них равно *R*, то в коэффициент нелинейных искажений определяется как

$$k_H = \frac{m}{4}.$$

При допустимом значении $k_H = 0.05$, $m \le 0.2$. При этом непроизводительно расходуется мощность передатчика. Поэтому в современных связных и вещательных РПУ детекторы слабых сигналов не используются.

Дополнительные недостатки:

- Низкий коэффициент передачи;
- Расширенный динамический диапазон;
- Входное сопротивление для детектора с нагрузкой равно сопротивлению короткозамкнутого Д., т.е сопротивлению Д. в рабочей точке.

Квадратичные Д. используются в измерительной технике и для регистрации излучений. (квадрат напряжения пропорционален мощности).

При увеличении амплитуды сигнала рабочая точка смещается влево, а ток через диод приобретает характер однополярных импульсов.

Эффект детектирования обусловлен почти линейным участком характеристики диода, а пульсации связаны с зарядкой C_H , на нелинейном участке.

Разряд C_H происходит главным образом через *R*.

Это позволяет идеализировать характеристику диода – спрямить ее на участке прямой проводимости и пренебречь наличием проводимости при отрицательных напряжениях.

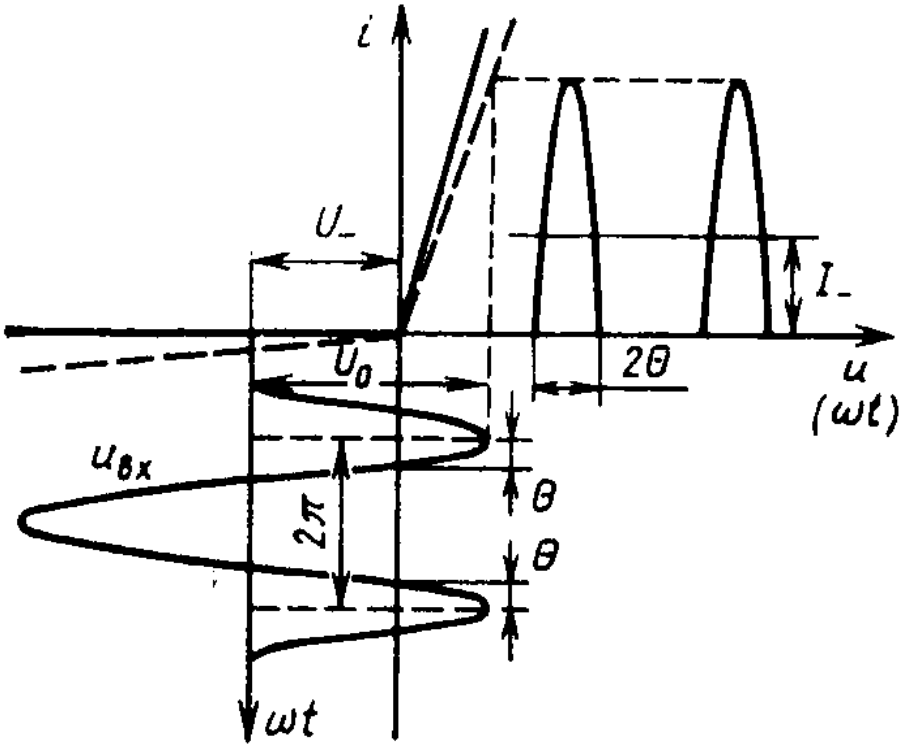


Рис. 8.6 Диаграмма детектирования в стационарном состоянии
в режиме сильного сигнала ($E_0 = 0$):
θ – угол отсечки тока [5]

Можно считать, что точка покоя лежит в начале координат и

$$\Delta U_- = U_-, \quad \Delta I_- = I_-.$$

При этом

$$U_- = U_0 \cos\theta .$$

Коэффициент передачи

$$K_- = \frac{U_-}{U_0} = \cos\theta .$$

ВАХ

$$\begin{cases} i = SU, u \geq 0 \\ i = 0, u < 0 \end{cases}.$$

S - крутизна ВАХ.

При подаче на вход напряжения

$$u_{BX} = U_0 \cos(\omega t) \text{ и } E_0 = 0,$$

$$u = u_{BX} - U_{-} = U_0 \cos(\omega t) - U_0 \cos\theta .$$

На участке проводимости

$$i = Su = SU_0(\cos(\omega t) - \cos\theta) \text{ при } \cos(\omega t) \geq \cos\theta$$

получаем

$$I_{-} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i(\omega t)d\omega t = \frac{2SU_0}{2\pi}\int_0^{\theta}(\cos(\omega t) - \cos\theta)d\omega t = \frac{SU_0}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta).$$

Этот ток проходя через R вызывает U_{-}.

$$I_{-} = \frac{U_{-}}{R} = \frac{U_0 \cos\theta}{R}.$$

Приравнивая оба выражения для тока, получаем уравнение для определения θ:

$$tg\theta - \theta = \frac{\pi}{SR}. \ (*)$$

Т.о. θ не зависит от U_0 и эффекты детектирования по напряжению и току пропорциональны входному напряжению.

Уравнение детекторной характеристики – прямая с угловым коэффициентом равным $\cos\theta$, т.е. линейное.

Следует помнить, что линейный детектор по принципу действия нелинейное устройство.

Уравнение (*) трансцендентное относительно θ и решается графически или подбором.

При $SR \to \infty$ $\theta \to 0$.

При $SR \geq 30$ $tg\theta$ можно разложить в степенной ряд

$$tg\theta = \theta + \frac{\theta^3}{3} + \frac{\theta^5}{5} + \ldots \text{ и подставив в (*) получим}$$

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR}}.$$

Если на Д. подается АМ сигнал, а сам Д. линеен и безынерционен к огибающей, то

$U_{_}(t) = U_0(t)\cos\theta = U_0(1 + m\cos(\Omega t))\cos\theta$, следовательно

$$U_\Omega = U_0 m\cos\theta,$$

$$K_\Omega = \frac{U_\Omega}{mU_0} = \cos\theta.$$

Т.о. идеальный Д. безынерционен, не создает нелинейных искажений огибающей.

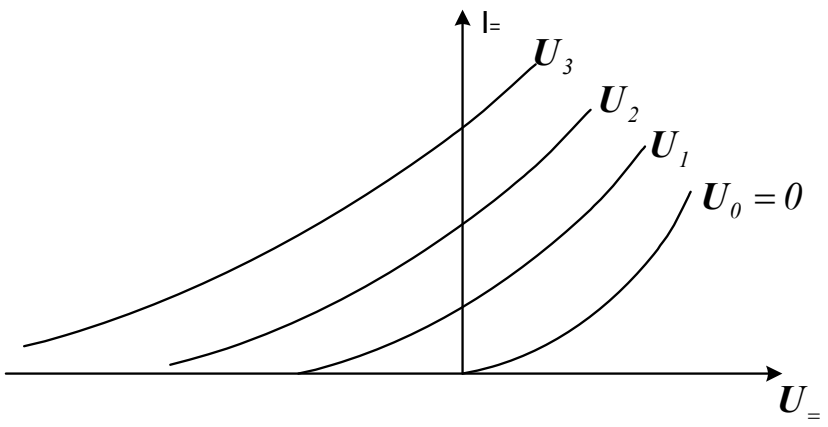
Величина $\cos\theta$ может приближаться к 1 при больших SR.

Поэтому в современных РПУ используются детекторы сильных сигналов.

Выпрямительные характеристики $I_{_} = f(U_{_})$ при наличии несущей U_m ($U_1 < U_2 < U_3$) на рисунке

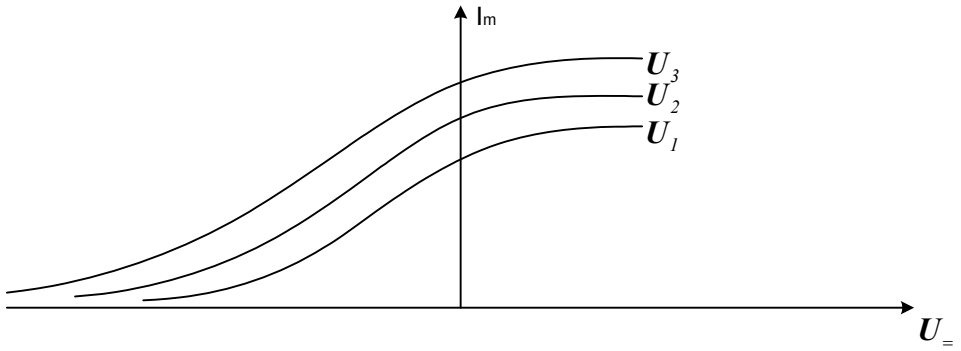
При $U_m=0$ характеристика выпрямления представляет собой статическую вольтамперную характеристику диода.

(Подстрочные индексы = на рисунке и _ в формулах равносильны).



Колебательная характеристика $I_m = f(U_m, U_=)$

Значения несущих колебаний U_m на рисунке обозначены с индексами 1,2,3



<u>Входное сопротивление</u>

Выбрав начало отсчета в центре импульса тока получим для амплитуды тока 1-й гармоники выражение

$$I_{0\omega} = \frac{SU_0}{\pi}(\theta - \sin 2\theta).$$

Входное сопротивление

$$R_{BX} = \frac{U_0}{I_{0\omega}} = \frac{\pi}{S}\frac{1}{\theta - \frac{1}{2}\sin 2\theta} = R\frac{tg\theta - \theta}{\theta - \frac{1}{2}\sin 2\theta}.$$

При короткозамкнутом Д. $R = 0$, $\theta = \frac{\pi}{2}$,

$$R_{BX} = \frac{2}{S} = 2R_i,$$

R_i - внутреннее сопротивление диода.

При $R >> R_i$, $\theta \to 0$,

$$R_{BX} = \frac{R}{2}$$

Уравнение

$$I_{-} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i(\omega t)d\omega t = \frac{2SU_0}{2\pi}\int_0^{\theta}(\cos(\omega t) - \cos\theta)d\omega t = \frac{SU_0}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta)$$

можно привести к виду, определяющему ток в эквивалентной схеме.

$$I_{-} = \frac{\frac{\sin\theta}{\theta}U_0}{\frac{\pi}{S\theta} + R} = \frac{\mu_d U_0}{R_{id} + R}.$$

$\mu_d = \frac{\sin\theta}{\theta}$ - внутренний коэффициент усиления;

$R_{id} = \frac{\pi}{S\theta}$ - внутреннее сопротивление детектора;

$S_d = \frac{\mu_d}{R_{id}} = S\frac{\sin\theta}{\pi}$ - крутизна детектора.

Это внутренние параметры, с введением которых, Д. можно представить в виде некоторого усилителя.

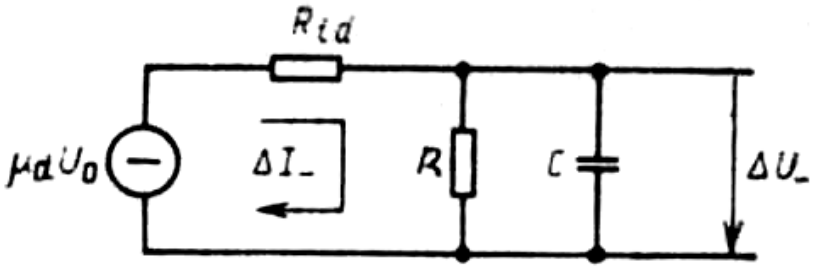


Рис. 8.7 Эквивалентная схема амплитудного детектора [5]:
μ_d – внутренний коэффициент усиления;
R_{id} – внутреннее сопротивление детектора

Значение нагрузочной емкости при детектировании АМ колебаний не может быть сколь угодно большим из условия допустимых частотных искажений в области высших частот модуляции.

Во всех полученных расчетных соотношениях считалось, что рабочая точка неподвижна при воздействии входного напряжения, т.е. $C \to \infty$.

В реальных схемах емкость конденсатора ограничена, что приводит к снижению коэффициента передачи и увеличению пульсаций.

Условие для емкости, при котором практически не снижается коэффициент передачи

$$C \geq \frac{S}{\omega\pi}\frac{(\pi-\theta)(\sin\theta-\theta\cos\theta)}{1-\cos\theta}.$$

При $C=0$ (по первому рисунку раздела 08_02)

$$u = u_{BX} - iR = U_0\cos(\omega t) - iR\ .$$

На участке прямой проводимости

$i = SU = S(U_0\cos(\omega t) - iR)$, следовательно

$$i = \frac{SU_0\cos(\omega t)}{1+SR} = S_{ДИН}U_0\cos(\omega t).$$

$S_{ДИН}$ - динамическая крутизна диода.

Это уравнение позволяет считать, что как будто не происходит смещение рабочей точки, но диод имеет меньшую (динамическую) крутизну.

$$I_{_} = \frac{S_{ДИН}U_0}{\pi}.$$

Коэффициент передачи

$$K_{_} = \frac{U_{_}}{U_0} = \frac{I_{_}R}{U_0} = \frac{S_{ДИН}R}{\pi} = \frac{SR}{\pi(1+SR)}.$$

$K_{_}$ при $C=0$ будет максимален при $SR \to \infty$, при этом

$$K_{_} = \frac{1}{\pi} \approx 0.3\ .$$

Таким образом, при изменении емкости конденсатора от 0 до ∞, при большом значении SR, коэффициент передачи Д. изменится от 0.3 до 1.

Данные условия дают ограничение для емкости снизу

Ограничения сверху обусловлены допустимыми частотными искажениями огибающей

$$\Omega_B = \frac{1}{\tau_B}\ ,$$

$$\tau_B = C(R_{id} \parallel R),$$

а также возможностью появления нелинейных искажений огибающей.

Для устранения нелинейных искажений должно выполняться условие

$$\left|\frac{dU_{-RC}(t)}{dt}\right| \geq \left|\frac{dU_{-BX}(t)}{dt}\right|.$$

Левая часть – изменение напряжения на нагрузке, допускаемая ее постоянной времени при свободной разряде *C* через *R*/

Правая часть – скорость изменения напряжения на нагрузке, обусловленная воздействием $U_0(t)$.

Для АМ сигналов с глубиной модуляции *m* и частотой Ω_B вышеуказанное соотношение приводит к следующему условию безынерционности:

$$RC \leq \frac{\sqrt{1-m^2}}{\Omega_B m}.$$

При данном *R* это условие ограничивает *C*.

При $m=1$ это условие не выполняется, т.к. существуют моменты времени $U_0(t)=0$ и запирание диода будет обязательно происходить т.к. при этом $U_-(t) \neq 0$.

Если выходное напряжение снимается через разделительный конденсатор, то запирание диода может происходить за счет постоянного напряжения на C_P.

Эта емкость большая для снижения частотных искажений в области Ω_H. При этом полное сопротивление нагрузки для тока частоты Ω

$$R_\Omega = R \parallel R_P.$$

R_P - сопротивление справа от разделительной емкости (УНЧ).

Сопротивление нагрузки для постоянного тока $R_- = R$, т.о. $R_\Omega < R_-$ и

$$I_\Omega = \frac{U_\Omega}{R_\Omega} = \frac{mU_0K_\Omega}{R_\Omega}.$$

Через R проходит постоянный ток

$$I_{-} = \frac{U_{-}}{R_{-}}.$$

Запирание диода, а следовательно отсечка тока через диод будут отсутствовать, если $I_{\Omega} \le I_{-}$, т.е.

$$m \le \frac{R_{\Omega}}{R_{-}}.$$

Поскольку $m \approx 0.8 - 0.9$, то выполнение этого условия может оказаться затруднительным, т.к. требуется или малое R_{-} (низкое входное сопротивление детектора) или высокое R_{P}, которое трудно обеспечить в УНЧ на биполярных транзисторах.

<u>Параллельный диодный детектор АМ сигналов</u>

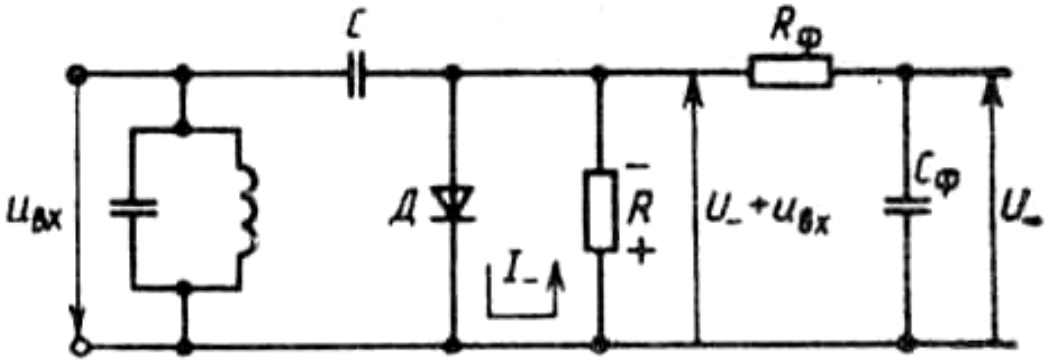


Рис. 8.8 Схема параллельного амплитудного детектора [5]

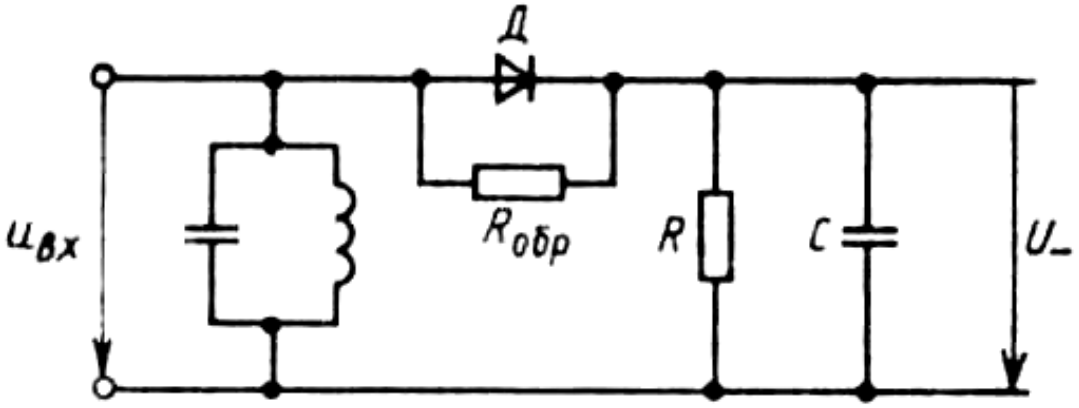


Рис. 8.9 – Эквивалентная схема амплитудного детектора с учетом обратной проводимости диода [5]

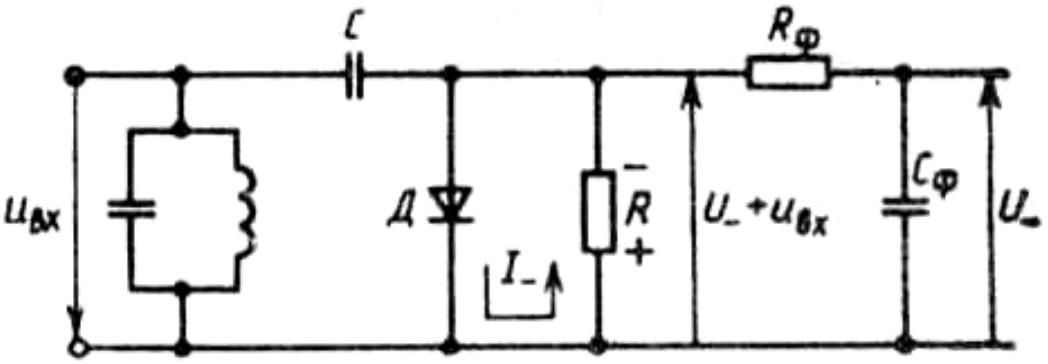


Рис. 8.10 – Схема параллельного амплитудного детектора [5]

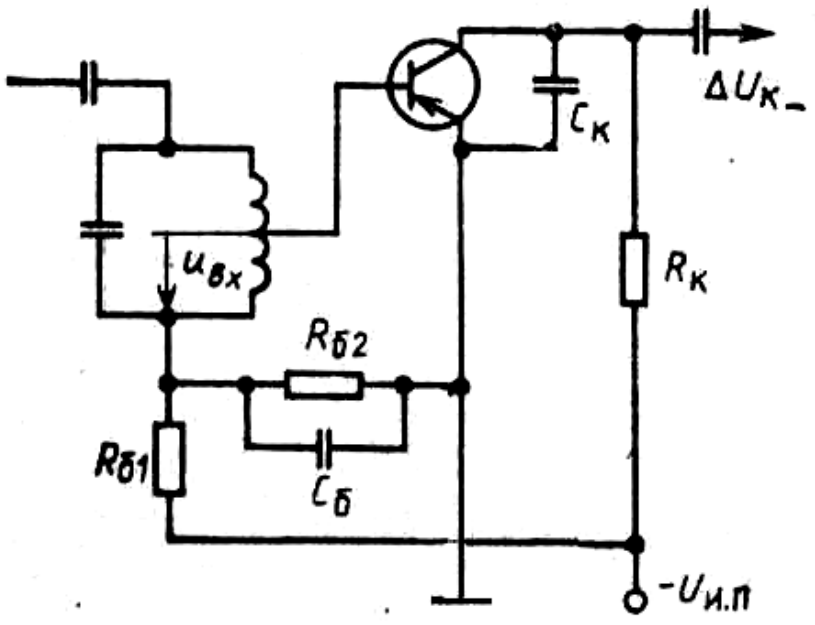


Рис. 8.11 – Схема транзисторного амплитудного детектора [5]

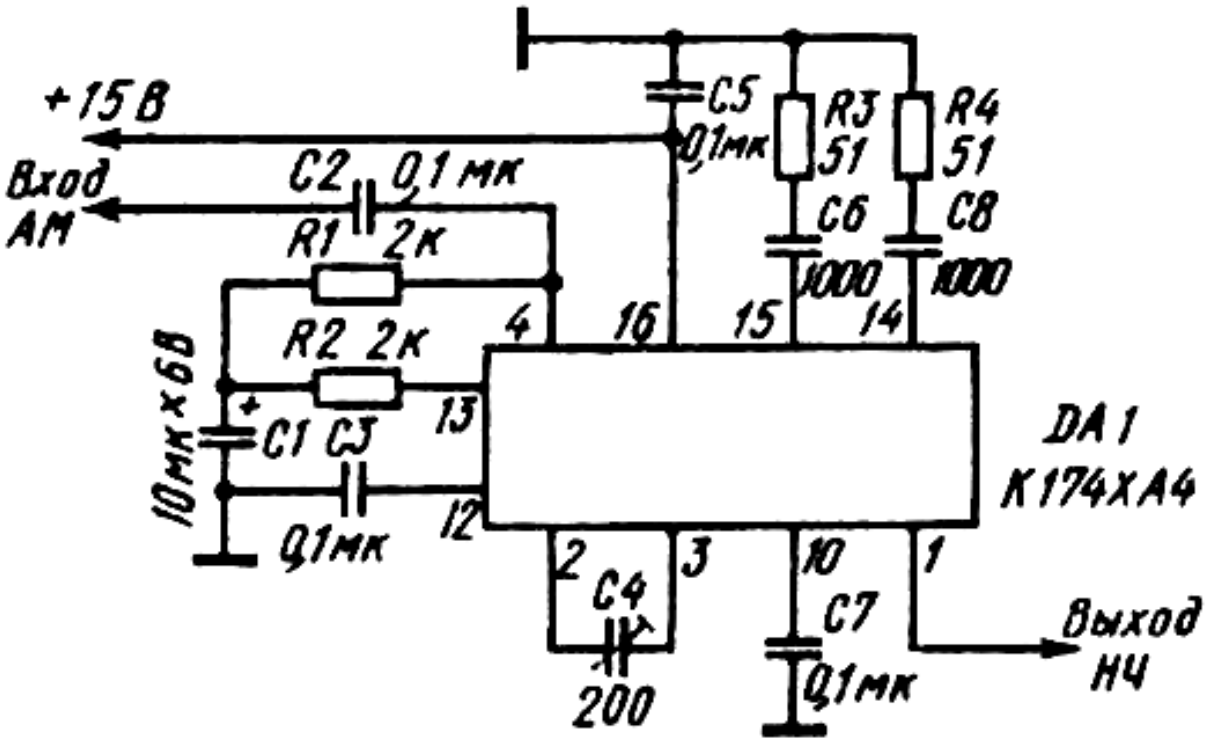


Рис. 8.12 – Синхронный детектор АМ сигналов на ИМС К174ХА4 [62]

Фазовые детекторы

В гармоническом колебании вида

$$u = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_{НАЧ}),$$

$\omega_0 t$ - линейно нарастающая фаза;
$\varphi_{НАЧ}$ - фаза при $t = 0$;
$\varphi(t)$ - детерминированная или случайная функция, отображающая процесс фазовой модуляции или действие помех.

Выделение $\varphi(t)$ требует знание $\omega_0 t$, $\varphi_{НАЧ}$ и их учета при расчете и проектировании РПУ.

В фазовом детекторе ФД для компенсации $\omega_0 t$ используются специальные генераторы опорного гармонического сигнала с частотой $\omega = \omega_0$ и с начальной фазой, обеспечивающей наилучшее условие выделения $\varphi(t)$.

Выделяют два типа ФД:
- ФД векторомерного типа;
- ФД коммутационного типа.

Фазовый детектор векторомерного типа

В этих ФД образуется сумма опорного и сигнального напряжений.

Результирующее напряжение, амплитуда которого зависит от $\varphi(t)$, т.е. фазового сдвига, подвергается амплитудному детектированию, в результате которого выделяется информационная составляющая фазы сигнала.

Необходимо, чтобы опорное напряжение обладало достаточной фазовой (частотной) стабильностью.

Пусть $\varphi_{НАЧ} = 0$ для опорного напряжения. φ_C - фаза сигнала отсчитывается от опорного

$$u_0 = U_0 \cos(\omega_0 t),$$

$$u_C = U_C \cos(\omega_0 t + \varphi_C),$$

$$u = u_0 + u_C = \sqrt{U_0^2 + U_C^2 + 2U_0 U_C \cos(\varphi_C)} \cdot \cos(\omega_0 t).$$

Пусть выполняется условие при котором АД всегда линеен и безынерционен.

$$U_C << U_0 .$$

Коэффициент передачи

$$K_- = K_\Omega = K_Д .$$

При этом

$$U_- = K_Д \sqrt{U_0^2 + U_C^2 + 2U_0 U_C \cos(\varphi_C)} = K_Д U_0 \sqrt{1 + \frac{U_C^2}{U_0^2} + 2\frac{U_C}{U_0}\cos(\varphi_C)}$$

Детекторная характеристика зависит от соотношения $\frac{U_C}{U_0}$

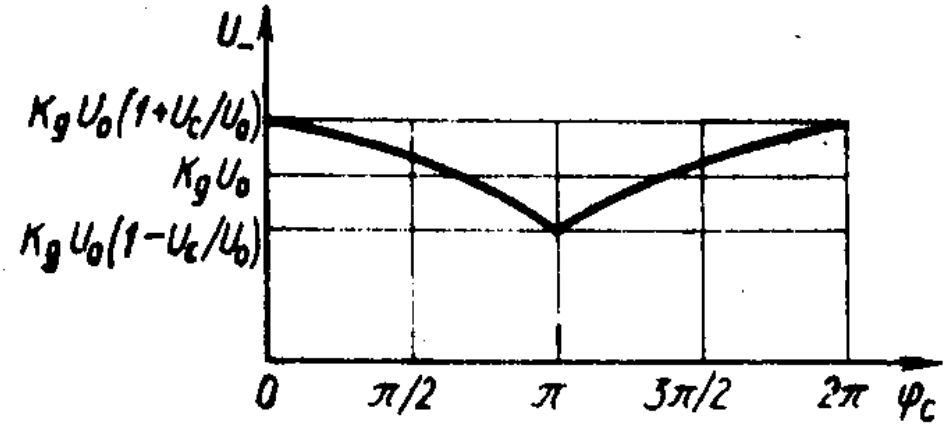


Рис. 8.13 Примерный вид детекторной характеристики однотактного фазового детектора векторомерного типа [5]

(Обозначения $K_Д$ в формулах и K_g на рисунке эквивалентны)

Характеристика периодична с периодом 2π и наиболее линейна на участках $\frac{\pi}{2}$ и $\frac{3}{2}\pi$.

Однотактные ФД векторомерного типа не обладают высокими характеристиками – крутизной и линейностью.

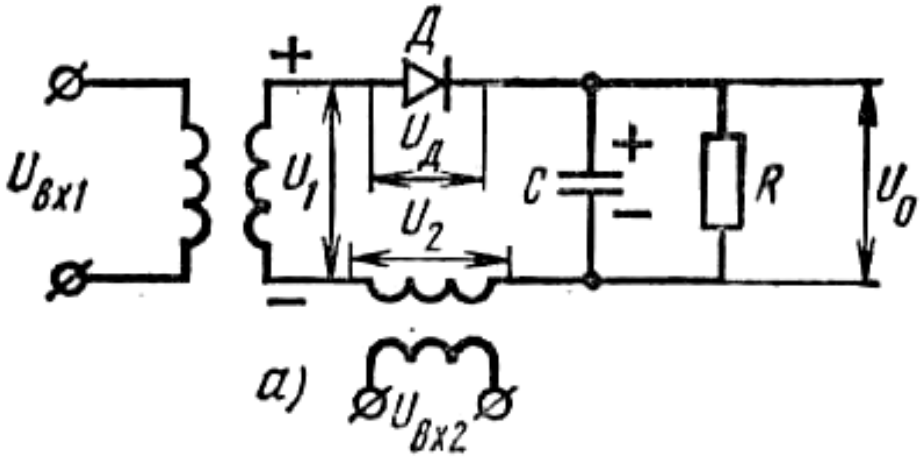


Рис. 8.14 Схема однотактного фазового детектора векторомерного типа [8]

На практике используются **балансные схемы** ФД.

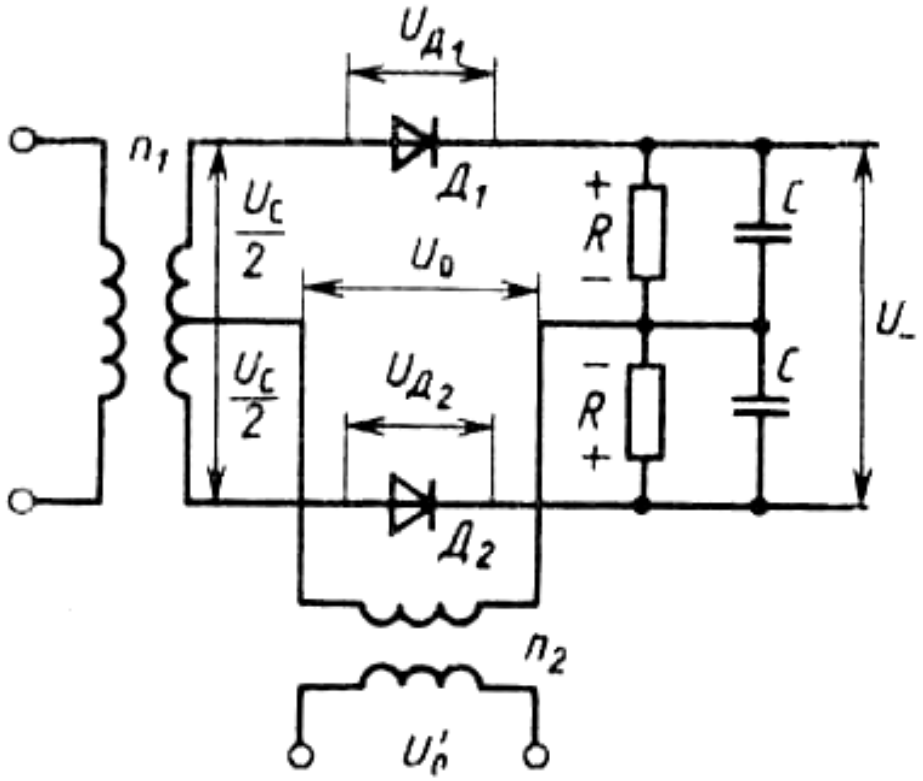


Рис. 8.15 Схема балансного фазового детектора векторомерного типа [5]

U_- образуется как разность напряжений, создаваемых отдельным АД.

U_C - приложено противофазно,

U_0 - приложено синфазно.

$$\dot{U}_{Д1} = \dot{U}_0 + \frac{\dot{U}_C}{2}$$

$$\dot{U}_{Д2} = \dot{U}_0 - \frac{\dot{U}_C}{2}$$

Векторные соотношения для разных углов φ_C:

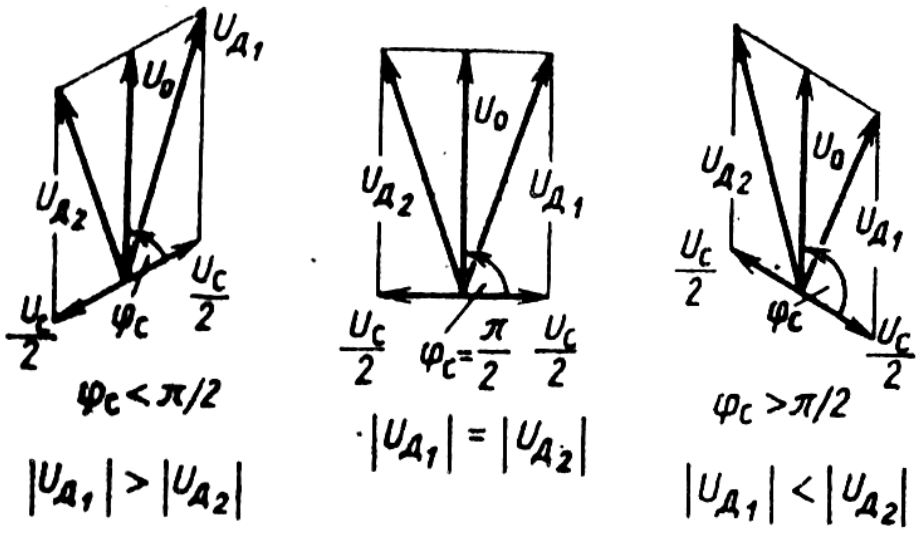


Рис. 8.16 Векторные диаграммы работы балансного фазового детектора векторомерного типа [5]

Результирующая детекторная характеристика балансного ФД

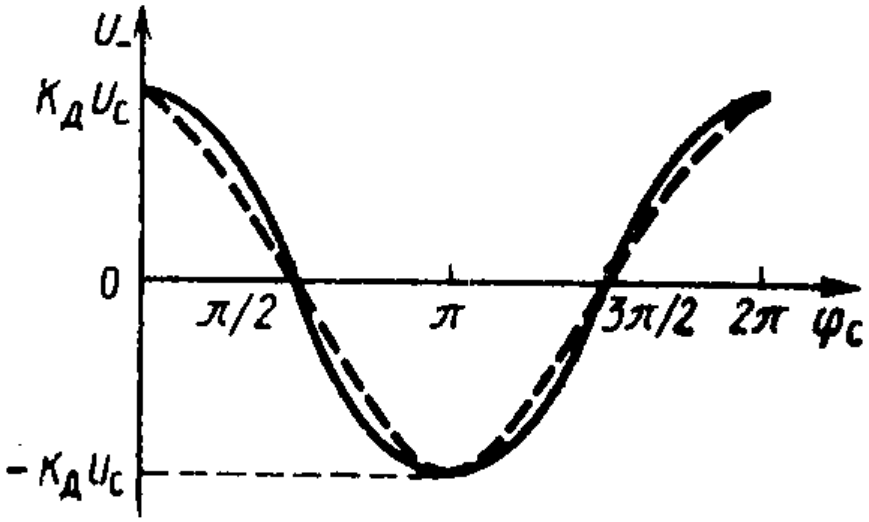


Рис. 8.17 Детекторная характеристика балансного фазового детектора векторомерного типа [5]

Важно, что характеристика проходит через нуль при $\varphi_C = \frac{\pi}{2}$ и $\varphi_C = \frac{3}{2}\pi$, что необходимо для применения ФД в системах автоматического регулирования частоты и фазы.

Аналитическое выражение для U_- весьма сложно. С учетом 2-х первых членов разложения

$$U_- \approx K_Д \frac{U_0 U_C}{\sqrt{U_0^2 + \frac{U_C^2}{4}}} \cos(\varphi_C).$$

Т.о. детекторная характеристика в окрестностях $\varphi_C = \frac{\pi}{2}$ и $\varphi_C = \frac{3}{2}\pi$ имеет вид косинуса.

При

$$\left|\dot{U}_C\right| << \left|\dot{U}_0\right| \quad U_- = K_Д U_C \cos(\varphi_C),$$

$$\left|\dot{U}_C\right| >> \left|\dot{U}_0\right| \quad U_- = K_Д U_0 \cos(\varphi_C),$$

при этом отпадает необходимость в ограничении напряжения в канале сигнала.

При условии

$$\left|\dot{U}_0\right| = \frac{\dot{U}_C}{2},$$

$$U_{-} = \frac{1}{\sqrt{2}} K_Д U_C \left(\sqrt{1+\cos(\varphi_C)} - \sqrt{1-\cos(\varphi_C)}\right),$$

детекторная характеристика наиболее линейна.

Крутизна

$$S_{ФД} = \frac{dU_{-}}{d\varphi_C} = -\frac{K_Д U_C U_0}{\sqrt{U_0^2 + \frac{U_C^2}{4}}}$$

$$при \varphi_C = \frac{\pi}{2}$$

Если $\left|\dot{U}_C\right| << \left|\dot{U}_0\right|$, то $S_{ФД} = -K_Д U_C$,

Если $\left|\dot{U}_0\right| = \frac{\dot{U}_C}{2}$, то $S_{ФД} = -\frac{1}{\sqrt{2}} K_Д U_C$.

Находят применение и кольцевые балансные ФД.

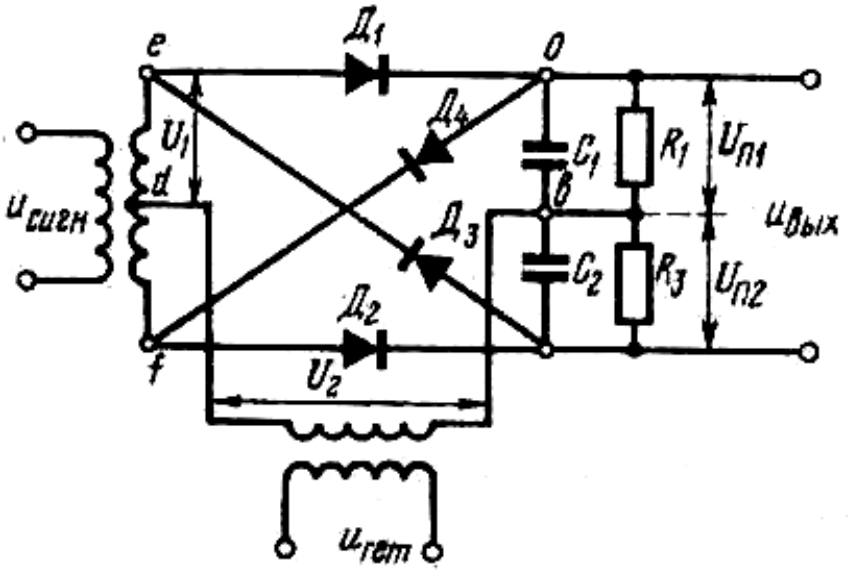


Рис. 8.18 Схема кольцевого балансного фазового детектора [10]

Фазовый детектор коммутационного типа

При условии $\left|\dot{U}_C\right| << \left|\dot{U}_0\right|$ линейные АД работают фактически как коммутационные детекторы.

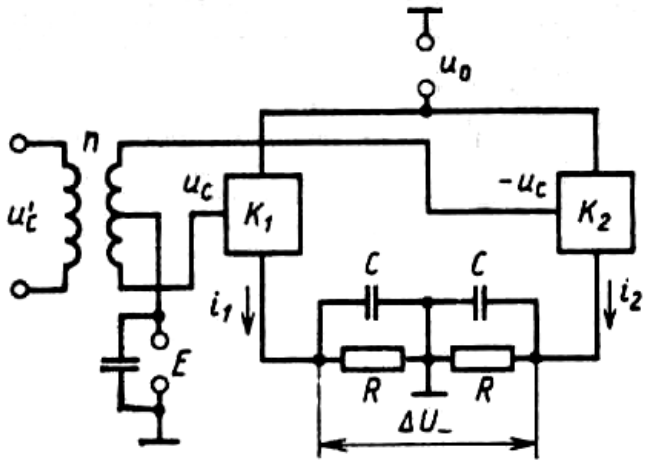


Рис. 8.19 Фазовый детектор коммутационного типа [5]

U_C - приложено противофазно,
U_0 - приложено синфазно.

$$U_- = K_{ФД} U_C \cos(\varphi_C),$$

Коэффициент передачи ФД

$$K_{ФД} = \frac{dU_-}{dU_C}, \text{ при условии } \varphi_C = 0$$

Выходное напряжение

$$\Delta U_- = R(\Delta I_1 - \Delta I_2)$$

При $\varphi_C = \frac{\pi}{2}$, $U_- = 0$, т.е. приращения тока нет.

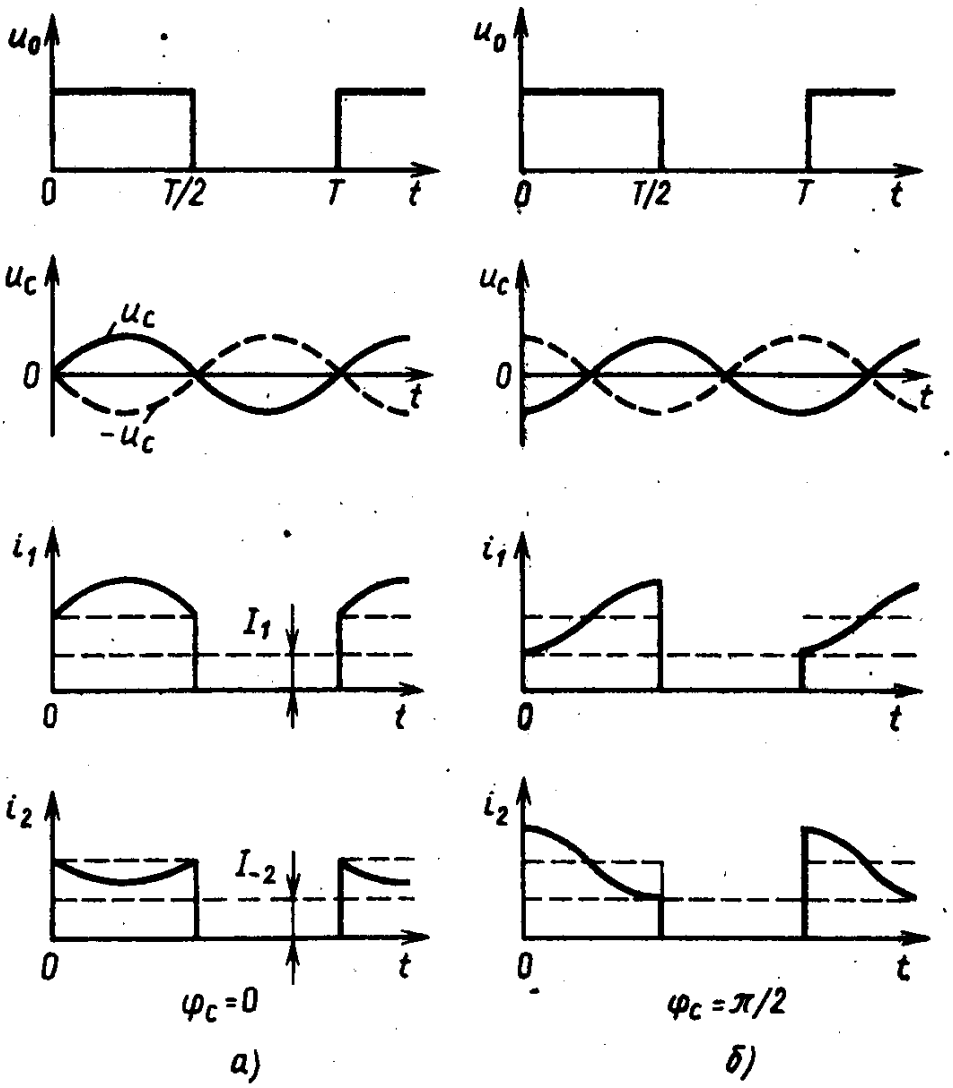


Рис.8.20 Эпюры напряжений и токов, поясняющих работу фазового детектора коммутационного типа [5]

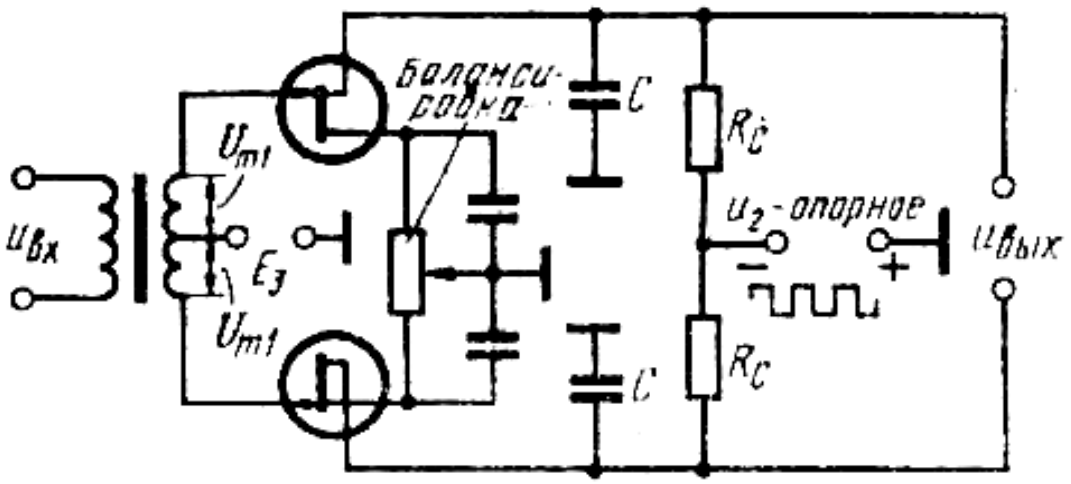


Рис. 8.21 Схема симметричного ключевого (коммутационного) фазового детектора [10]

Фазовый детектор можно представить как **перемножитель с ФНЧ**

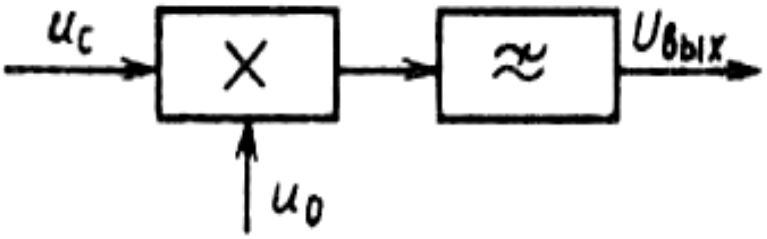


Рис. 8.22 Фазовый детектор – перемножитель частоты, дополненный фильтром нижних частот [5]

На выходе перемножителя

$$u_C u_0 = K_П U_C \frac{U_0}{2}\left(\cos(2\omega t + \varphi_C) + \cos(\varphi_C)\right).$$

На выходе ФНЧ

$$U_{ВЫХ} = K_П U_C \frac{U_0}{2}\cos(\varphi_C) = K_{ФД} U_C \cos(\varphi_C),$$

$$K_{ФД} = \frac{K_П U_0}{2} \quad ,$$

$K_П$ - коэффициент передачи перемножителя.

ФД могут быть построены на ИМС – аналоговых перемножителях и балансных модуляторах типа К526ПС1, К140МА1 и др., а также различных усилителях с регулировкой коэффициента усиления типа К174УР1, К174УР3, К526УР1 и др.

Частотные детекторы

В частотных детекторах (ЧД) колебание, модулированное по частоте, преобразуется в колебание, модулированное по амплитуде, фазе или в импульсно-модулированное колебание с последующим применением АД, ФД или пикового детектора.

Детекторная характеристика должна обладать линейностью в области изменения мгновенных значений частоты сигнала для обеспечения неискаженного воспроизведения информации.

Для ЧД систем автоподстройки необходимо, чтобы детекторная характеристика проходила через нуль на некоторой центральной частоте f_0.

Фиксация этой частоты осуществляется либо резонансными цепями, либо с помощью высокостабильного генератора.

Частотные детекторы с амплитудным преобразованием частотной модуляции

Принцип действия основан на прохождении ЧМ сигнала через дифференцирующую цепь, при этом выходное колебание приобретает дополнительную модуляцию по амплитуде, закон изменения которой полностью повторяет закон изменения частоты.

Пусть

$$u_{BX} = U_{BX} \sin(\omega_0 t + \varphi(t)).$$

Тогда на выходе дифференцирующей цепи с коэффициентом передачи $K_{ДИФФ}$

$$u_{ВЫХ}(t) = K_{ДИФФ} \frac{du_{BX}(t)}{dt} = K_{ДИФФ} U_{BX} \left(\omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt} \right) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)).$$

Это напряжение подается на АД и на выходе получается

$$U_{-}(t) = K'_{Д} U_{ВХ} \frac{d\varphi(t)}{dt},$$

$$K'_{Д} = K_{Д} K_{ДИФФ}.$$

$U_{-}(t)$ - пропорционально изменению частоты.

Дифференцирующая цепь может быть выполнена на операционном усилителе с линейной обратной связью, а детектор – на операционном усилителе с нелинейной обратной связью.

Идеальная дифференцирующая цепь имеет коэффициент передачи

$K(j\omega) = j\omega\tau$ или $j(\omega - \omega_0)\tau$ для резонансного.

$|K(j\omega)|$ - прямая, проходящая с угловым коэффициентом τ к оси частот.

ЧД может быть построен на скатах частотных характеристик *RC LC* или *RLC*.

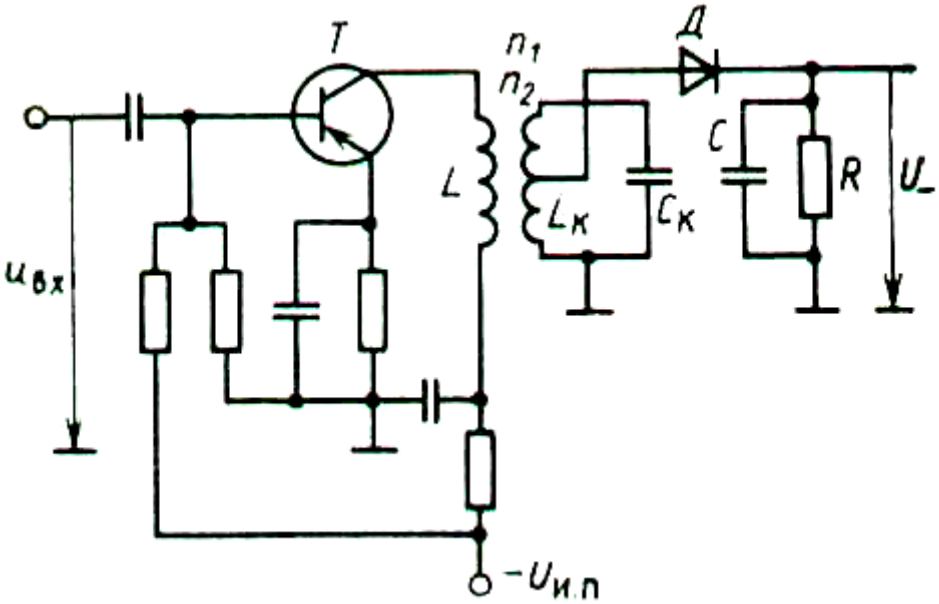


Рис. 8.23 Схема однотактного частотного детектора с амплитудным преобразованием частотной модуляции [5]

$$K(j\xi) = -\frac{S_0 R_{ЭК} \frac{n_2}{n_1}}{1 + j\xi} = -\frac{K_0}{1 + j\xi},$$

$$\xi = \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right) d_{ЭК},$$

$$d_{ЭК} = \frac{1}{\omega_0 C_\Sigma R_{ЭК}},$$

$$C_\Sigma = C_K + \frac{C_{ВЫХ}}{n_1^2} + \frac{C_{ВХ}}{n_2^2},$$

S_0 - крутизна транзистора;

$R_{ЭК} = \left(R_K \parallel n_1^2 R_{ВЫХ} \parallel \frac{R_{ВХ}}{n_2^2}\right)$ - эквивалентное резонансное сопротивление контура;

$K_0 = S_0 R_{ЭК} \frac{n_2}{n_1}$ - резонансный коэффициент усиления

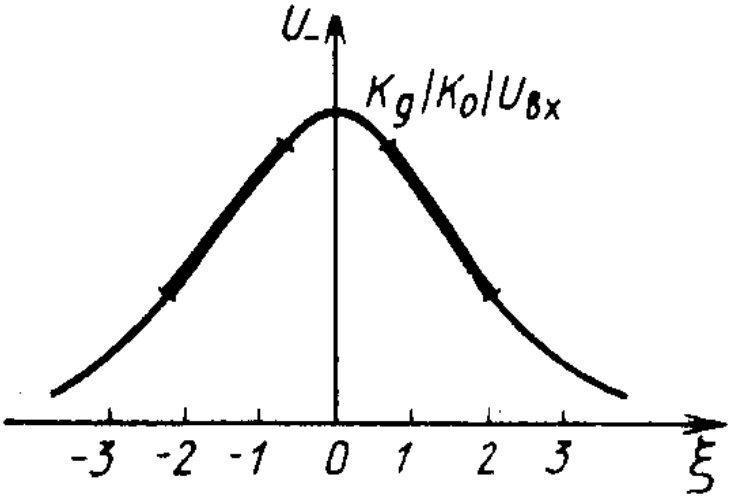


Рис. 8.24 Детекторная характеристика однотактного частотного детектора. По форме характеристика повторяет АЧХ резонансного усилителя. На скатах выделены относительно линейные участки, пригодные для осуществления частотного детектирования [5]

$$U_{-} = K_{Д} U_{ВХ} \left| K(j\omega) \right| = K_{Д} K_0 U_{ВХ} \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}}.$$

$$S_{ЧД_\xi} = \frac{dU_{-}}{d\xi} = -K_{Д} K_0 U_{ВХ} \xi \frac{1}{\sqrt{\left(1+\xi^2\right)^3}}$$

Крутизна ЧД максимальна при $\xi_m = \pm 0.7$.

Такой ЧД используется в узкополосной ЧМ т.к. он не обеспечивает высокой линейности и крутизны детекторной характеристики. Значение $\xi \approx 1$.

В системах с широкополосной ЧМ и АПЧ используют балансные ЧД с двумя расстроенными контурами

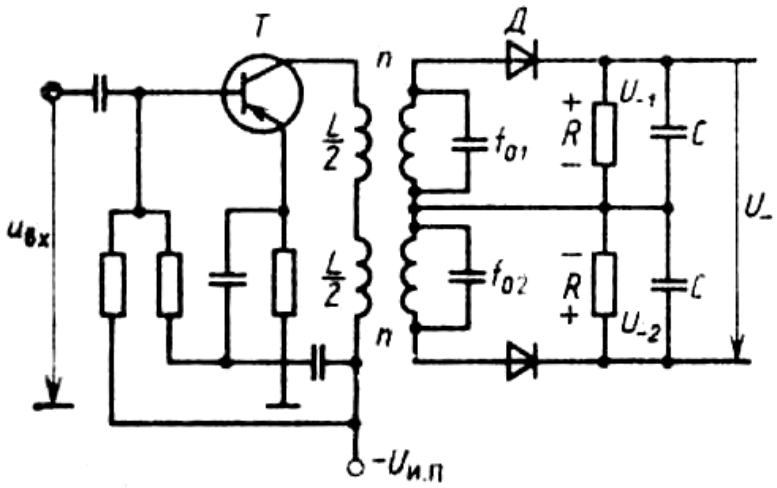


Рис. 8.25 Схема балансного частотного детектора с двумя расстроенными контурами [5]

Контуры имеют частоты настройки f_{01} и f_{02}, расположенных симметрично, относительно $f_0 = f_C$.

$$U_{-} = U_{-1} - U_{-2}$$

Формирование детекторной характеристики

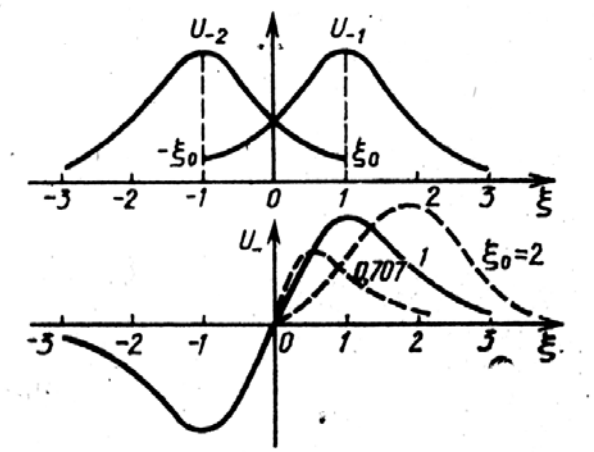


Рис. 8.26 Формирование детекторной характеристики балансного частотного детектора с двумя расстроенными контурами [5]

В предположении идентичности контуров их резонансных сопротивлений и коэффициентов передачи детекторов

$$U_{-} = K_{Д}\left|K_0\right|U_{BX}\left(\frac{1}{\sqrt{1+\left(\xi-\xi_0\right)^2}}-\frac{1}{\sqrt{1+\left(\xi+\xi_0\right)^2}}\right).$$

Крутизна при $\xi = 0$

$$S_{ЧД_\xi_0} = \frac{dU_{-}}{d\xi} = K_{Д}\left|K_0\right|U_{BX}\frac{2\xi_0}{\sqrt{\left(1+\xi_0^2\right)^3}}.$$

Крутизна максимальна при $\xi_0 = \xi_{opt} = 0.707$.

Экстремумы детекторной характеристики расположены в точках $\xi_m = \pm\xi_0$.

При заданной полосе пропускания $\Delta f_{ЧД}$ и центральной частоте f_0 увеличение крутизны может быть достигнуто уменьшением эквивалентного затухания т.к.

$$\xi_0 = \frac{\Delta f_{ЧД}}{d_{ЭК} f_0}.$$

Практически увеличение $\xi_0 > 2...3$ нецелесообразно, т.к. крутизна увеличивается медленно.

Частотные детекторы с фазовым преобразованием частотной модуляции

В ЧД этого типа ЧМ преобразуется в ФМ, а затем применяется ФД для выделения модулирующей функции.

При прохождении ЧМ сигнала через цепь с идеальной задержкой, фазовый сдвиг выполняет роль опорного напряжения, повторяя закон модуляции

$u_{BX} = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi(t))$ действует на входе с задержкой τ.

На выходе

$$u_{ВЫХ} = U_0 \sin(\omega_0 (t-\tau) + \varphi(t-\tau)).$$

Фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi(t) = \omega_0 t + \varphi(t) - \varphi(t-\tau) = \omega_0 \tau + \tau\left(\frac{\varphi(t) - \varphi(t-\tau)}{\tau}\right).$$

Если $\tau \to 0$, то

$$\Delta\varphi(t) \approx \left(\omega_0 + \frac{d\varphi(t)}{dt}\right)\tau.$$

Т.е. при малом τ закон изменения фазы на выходе линии задержки относительно входного ЧМ колебания совпадает с законом изменения частоты.

На основе этого можно построить ЧД, использующий относительно линейные участки ФЧХ четырехполюсников.

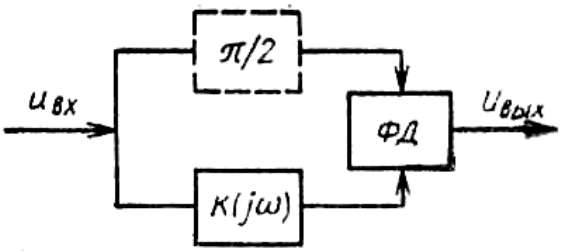


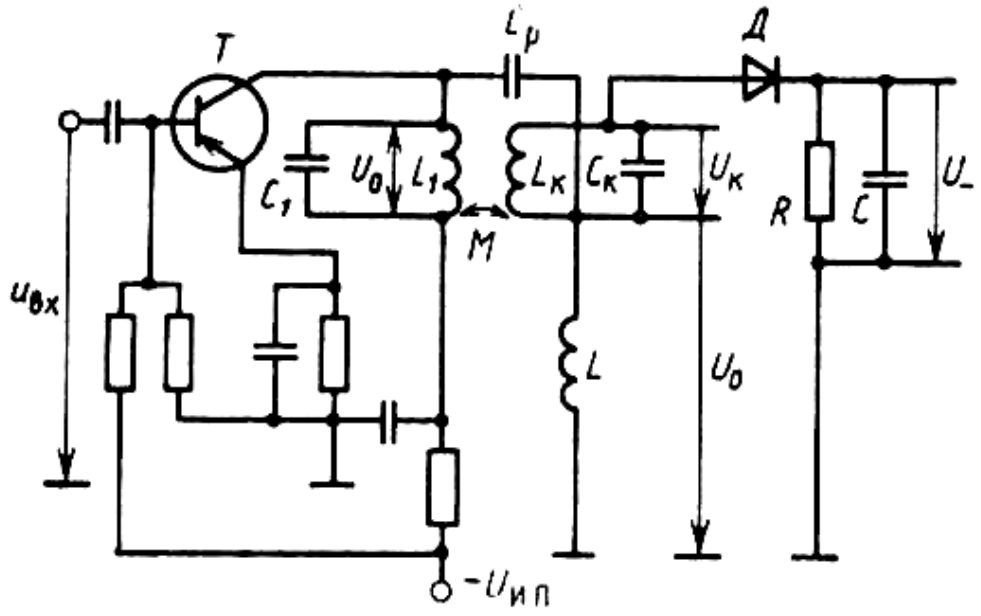
Рис. 8.27 Структурная схема частотного детектора с фазовым преобразованием частотной модуляции [5]:
K(jω) – комплексный коэффициент передачи четырехполюсника;
ФД – фазовый детектор;π/2 – фазовращатель

При $\varphi = \frac{\pi}{2}$ детекторная характеристика ФД проходит через нуль, благодаря этому переходная частота детекторной характеристики ЧД будет совпадать с резонансной частотой четырехполюсника $(K(j\omega))$, если он имеет резонансную АЧХ и вносит нулевой фазовый сдвиг по фазе на резонансе.

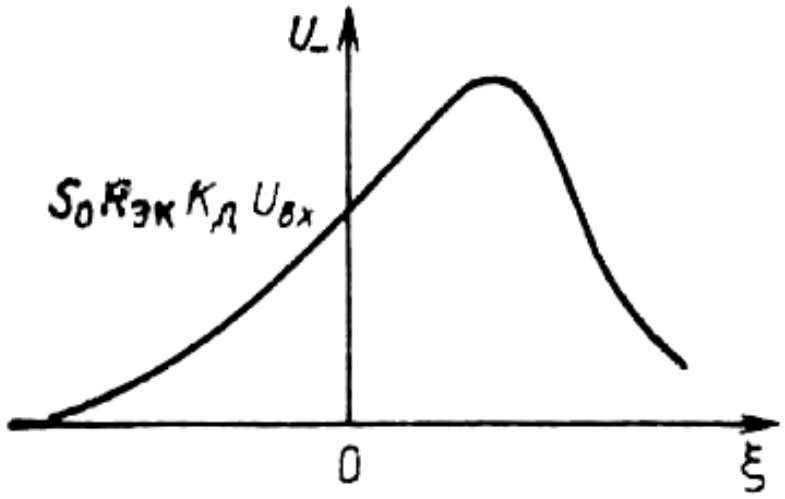
Если $(K(j\omega))$ вносит сдвиг $(2n+1)\cdot 90^\circ$ $n = 0,1,2...$, то фазовращатель не нужен.

В простейшем случае четырехполюсник может быть одиночным колебательным контуром или усилителем с одиночным колебательным контуром.

Суммируя на контуре усилителя входное напряжение с опорным и подвергая результирующее напряжение амплитудному детектированию, получаем НЧ колебание. Воспроизводящее закон изменения мгновенной частоты сигнала.



а)



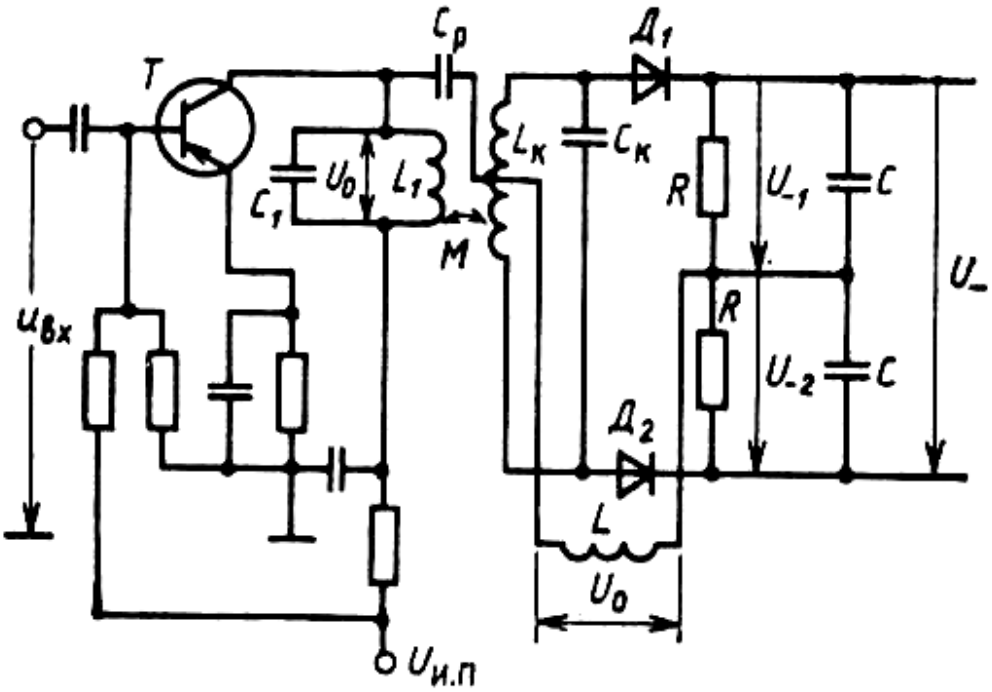
б)

Рис. 8.28 Схема однотактного частотного детектора с фазовым преобразованием частотной модуляции (а) и его детекторная характеристика (б) [5]

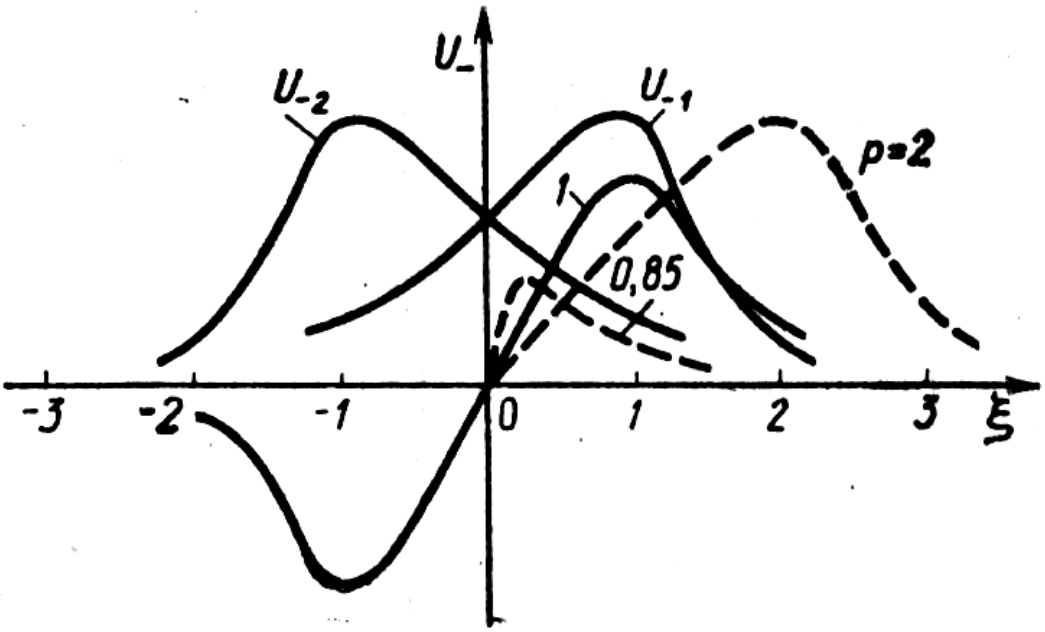
$$U_{-} = S_0 R_{ЭК} K_Д U_{ВХ} \frac{\sqrt{1+(\xi - p)^2}}{\sqrt{(\xi + p^2 - \xi^2)} + 4\xi^2}.$$

$p = \dfrac{M}{\sqrt{L_1 L_2}\, d_{ЭК}}$ - обобщенный коэффициент связи.

<u>Балансный частотный детектор с фазовым преобразованием ЧМ</u>



а)



б)

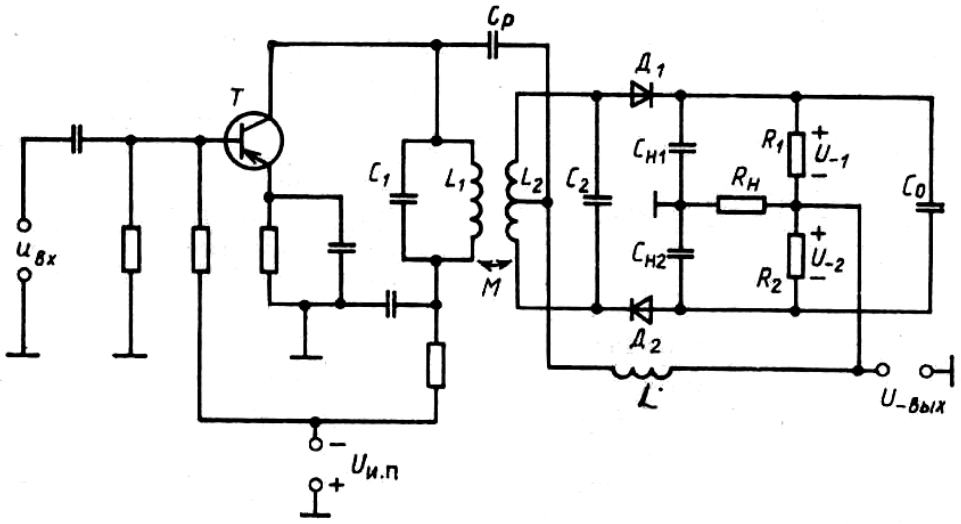
Рис. 8.29 Схема балансного частотного детектора с фазовым преобразованием частотной модуляции (а) и формирование его детекторной характеристики (б) р – обобщенный коэффициент связи [5]

$\dot{U}_1 = \dot{U}_0 + \frac{1}{2}\dot{U}_K$ - напряжение на диоде $Д_1$,

$\dot{U}_2 = \dot{U}_0 - \frac{1}{2}\dot{U}_K$ - напряжение на диоде $Д_2$,

$U_{-} = U_{-1} - U_{-2}$

Частотный детектор с внутренним ограничением (дробный детектор, детектор отношений



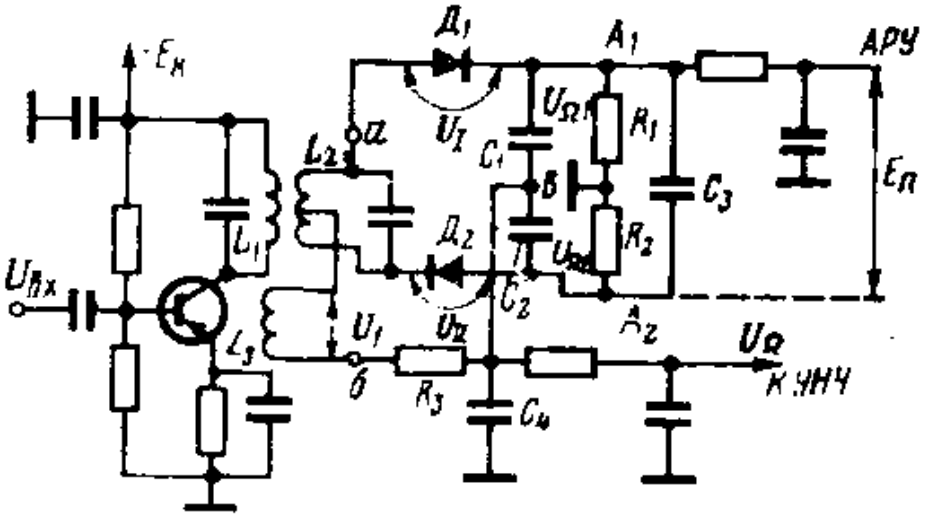


Рис. 8.30 Схемы частотного детектора с внутренним ограничением (детектор отношений, или дробный детектор) с фазовым преобразованием частотной модуляции [5], [10]

$\tau = C_0(R_1 + R_2)$ - инерционна для самых низких частот паразитной амплитудной модуляции.

$U_{-1} + U_{-2} \approx const$.

$$U_{-ВЫХ} = U_{-2} - \frac{U_{-1} + U_{-2}}{2} = \frac{U_{-1} - U_{-2}}{2}.$$

Т.о. детекторная характеристика аналогична детекторной характеристики ЧД на связанных контурах, но крутизна в 2 раза меньше.

Малая чувствительность к паразитной амплитудной модуляции объясняется так:

$$U_{-ВЫХ} = \frac{U_{-1} - U_{-2}}{2}\left(\frac{U_{-1} + U_{-2}}{U_{-1} + U_{-2}}\right) = \frac{U_{-1} + U_{-2}}{2}\frac{\left(\frac{U_{-1}}{U_{-2}}\right) - 1}{\left(\frac{U_{-1}}{U_{-2}}\right) + 1},$$

т.к. $U_{-1} + U_{-2} \approx const$.

Поскольку и в числителе и в знаменателе $\frac{U_{-1}}{U_{-2}}$ изменяется одинаково, то выходное напряжение остается неизменным.

Такой ЧД подавляет паразитную амплитудную модуляцию на 40дБ на переходной частоте и на 30 дБ в полосе рабочих частот.

Для ЧД этого типа не требуется предварительного ограничения амплитуды.

<u>Частотный и фазовый детекторы с преобразованием ЧМ и ФМ в импульсные виды модуляции</u>

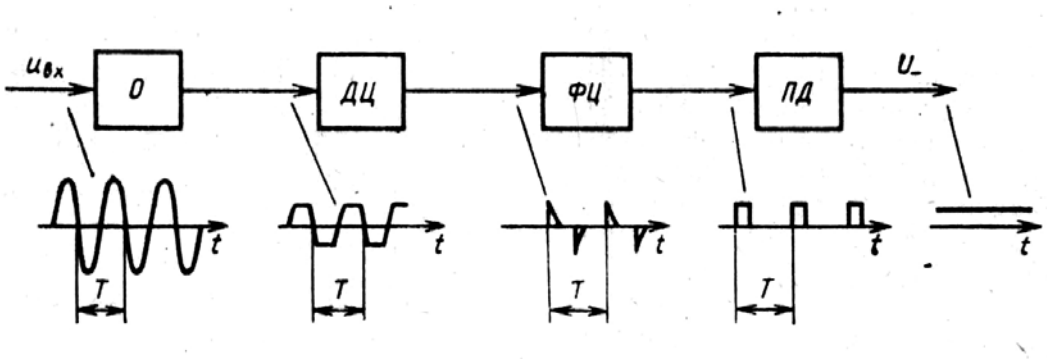


Рис. 8.31 Структурная схема частотного (фазового) детектора с преобразованием ЧМ (ФМ) в импульсные виды модуляции [5]:
О – ограничитель;ДЦ – дифференцирующая цепочка;
ФЦ – формирующая цепь; ПД – детектор видеоимпульсов (пиковый)

Ограничители амплитуды

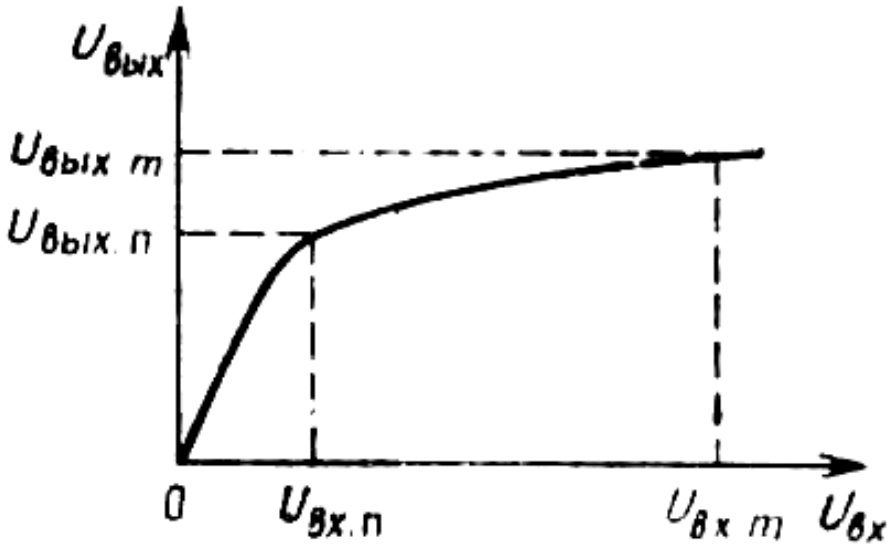


Рис. 8.32 Вид амплитудной характеристики ограничителя амплитуды [5]

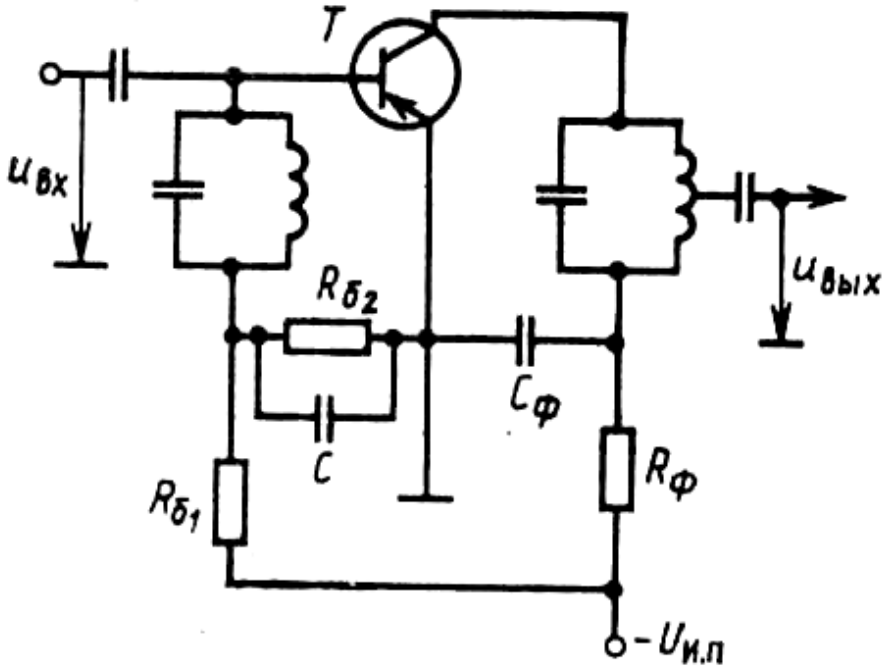


Рис. 8.33 Простейший транзисторный ограничитель амплитуды [5]

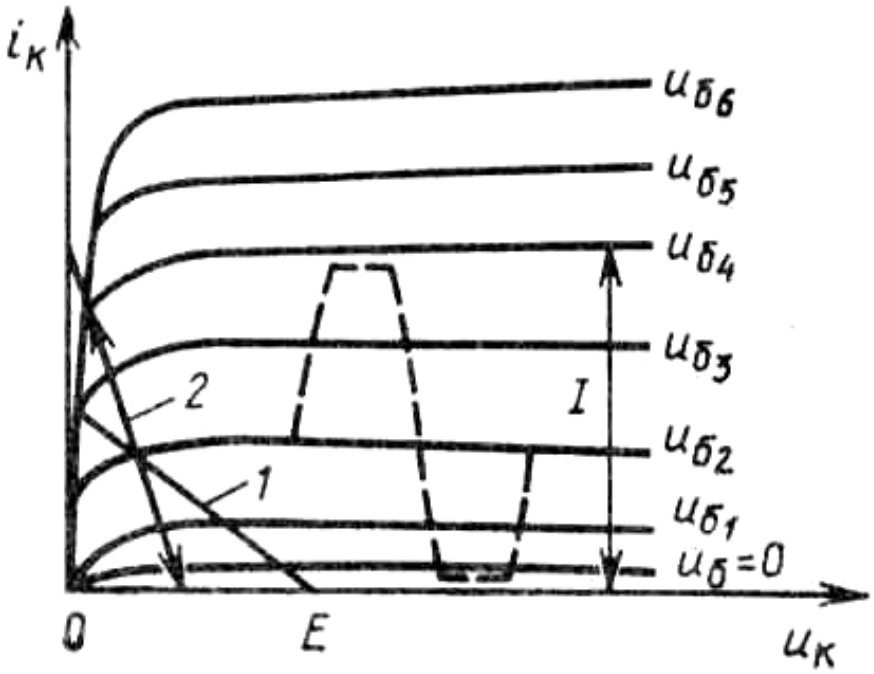
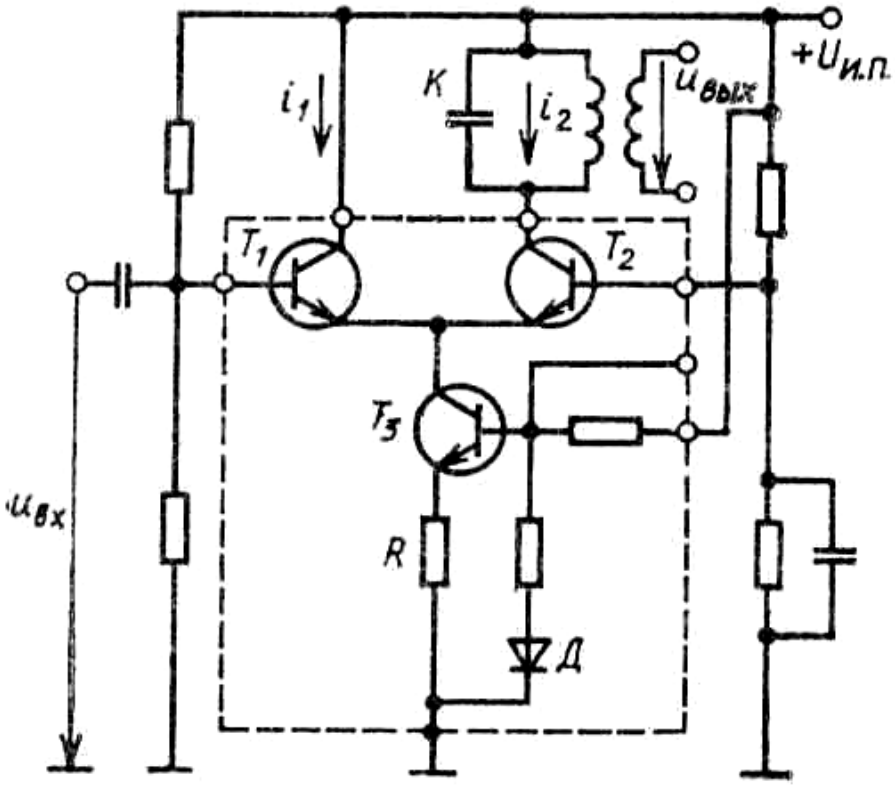
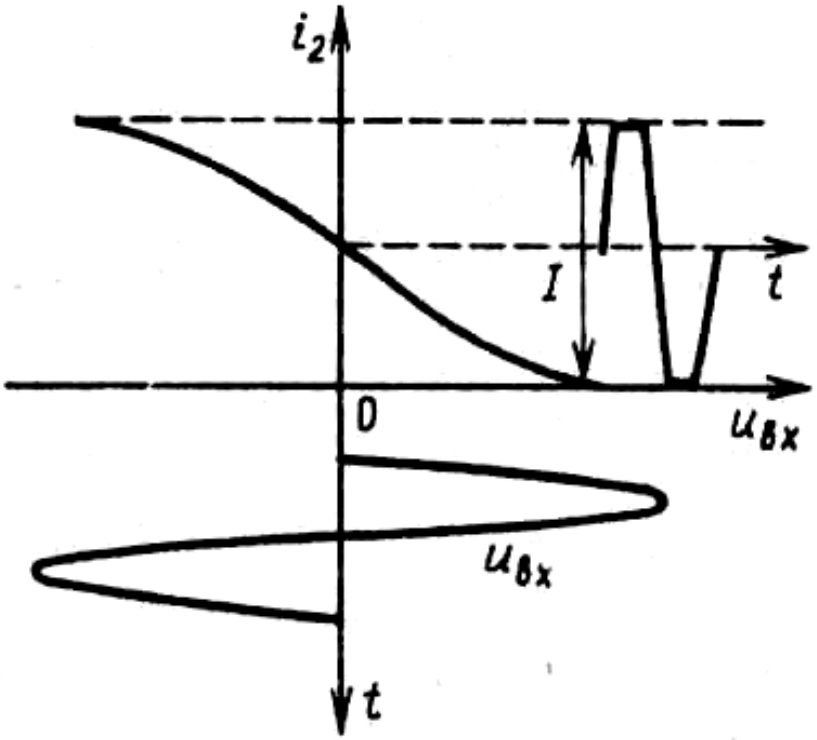


Рис. 8.34 Диаграммы работы ограничителя амплитуды [5]:
1 – нагрузочная характеристика по постоянному току;
2 – нагрузочная характеристика по переменному току

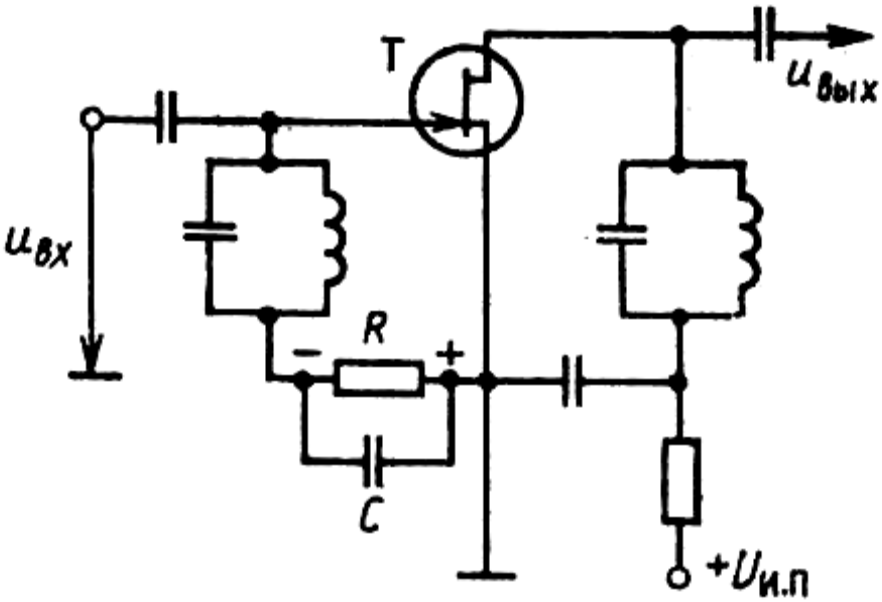


а)

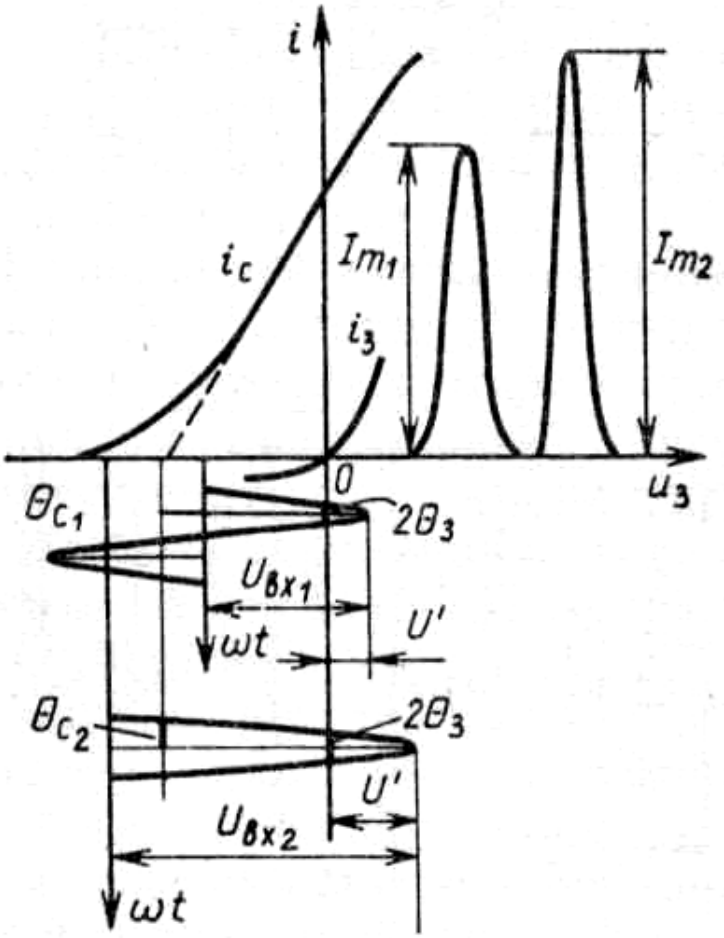


б)

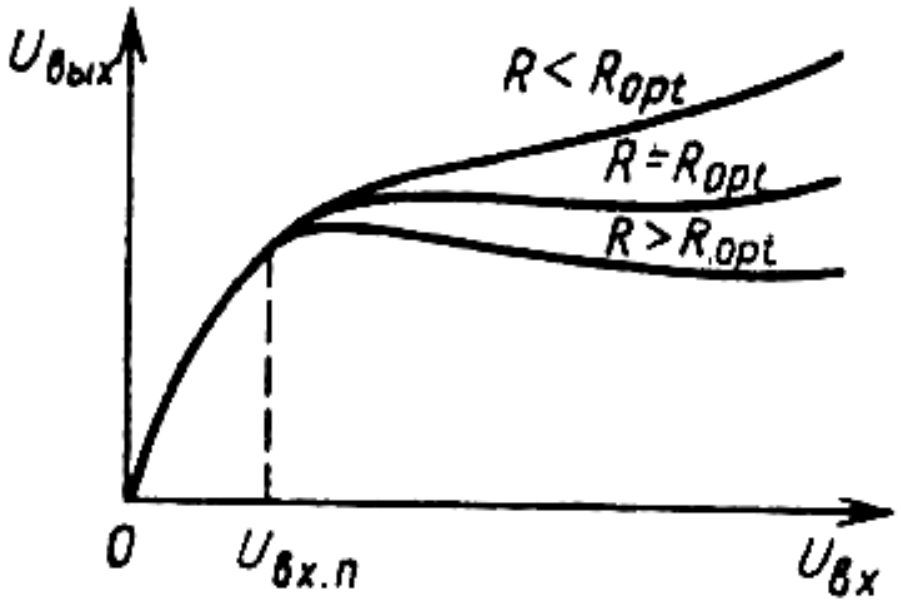
Рис. 8.35 Ограничитель амплитуды с использованием дифференциального усилителя:
а – принципиальная схема;
б – график изменения тока транзистора T_2 при изменении $U_{вх}$ [5]



а)



б)



в)

Рис. 8.36 Ограничитель амплитуды на полевом транзисторе [5]:

а) принципиальная схема; б) диаграммы работы;
в) возможный вид амплитудных характеристик

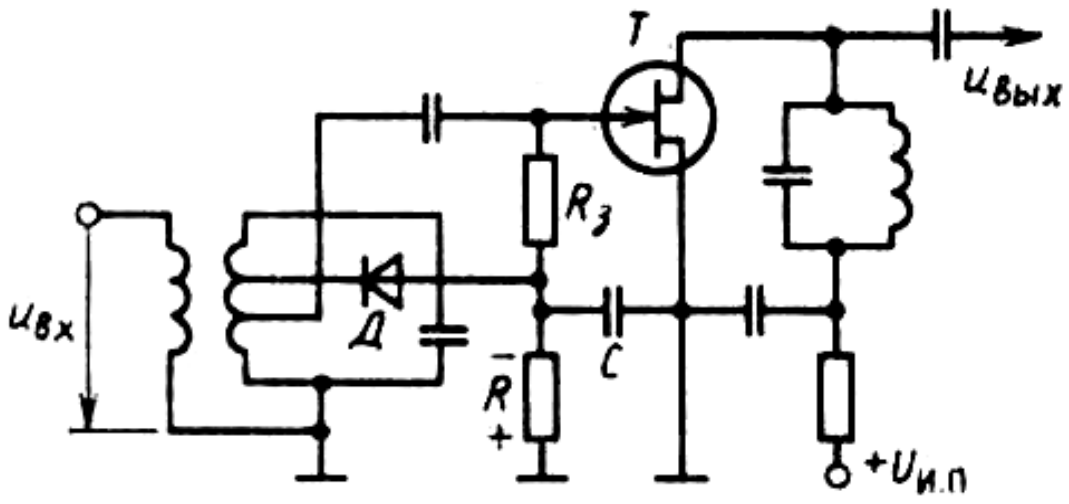


Рис. 8.37 Ограничитель амплитуды на полевом транзисторе с отдельным детектором в цепи затвора [5]

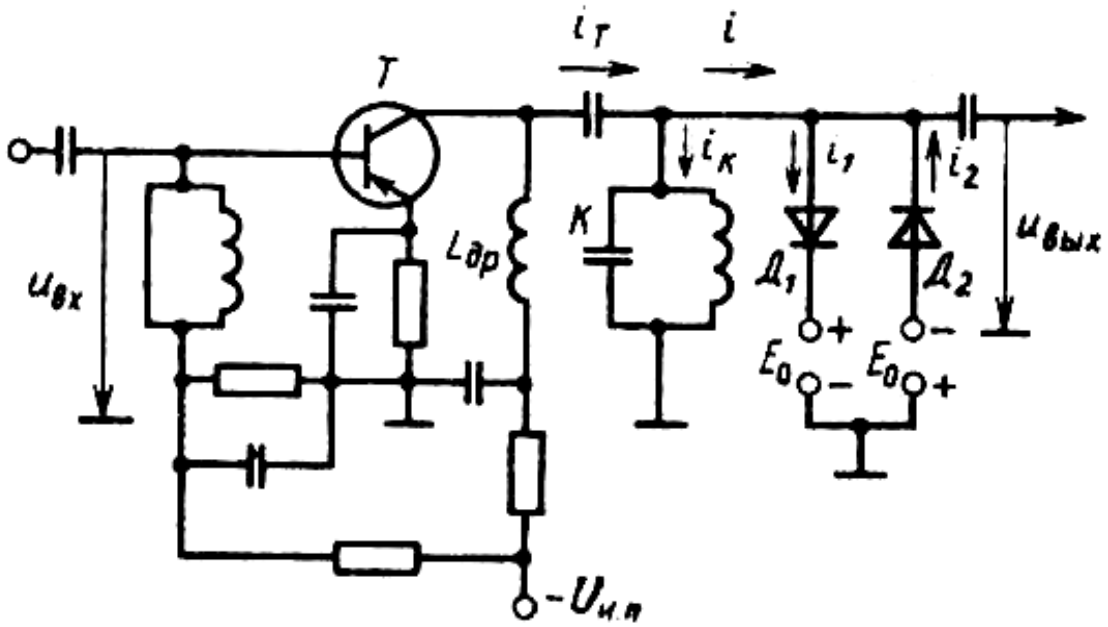


Рис. 8.38 Диодный ограничитель амплитуды [5]

Лекция 9

Автоматические регулировки в РПУ

Системы автоматической регулировки усиления

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) предназначена для поддержания выходного сигнала РПУ вблизи некоторого номинального значения при изменении уровня входного сигнала.

Автоматическое выполнение этой функции необходимо из-за изменения уровня входного сигнала, которое происходит хаотически и весьма быстро.

Ручная регулировка усиления используется лишь для установки уровня выходных сигналов, который должен поддерживаться системой АРУ.

Причины изменения уровня входных сигналов:
- Изменение расстояния между РПДУ и РПУ;
- Изменение условий распространения радиоволн;
- Интерференция радиоволн;
- Перестройка РПУ с одной станции на другую;
- Изменение взаимного направления антенн РПДУ и РПУ.

В радиолокации:
- Флуктуация ЭПР цели;
- Смена целей с различной ЭПР;
- Случайное изменение поляризации.

В радиосвязи напряжение сигнала может измениться до 1000 раз, d радиолокации до 100000 раз, при этом выходное напряжение не должно измениться более чем в 1,2…3 раза.

Система АРУ не должна вносить чрезмерных искажений огибающей или приводить к дополнительной паразитной амплитудной модуляции, т.е. **должна быть устойчивой.**

В идеале система АРУ должна обеспечить неизменное значение выходного напряжения после достижения некоторого $U_{ВЫХ_MIN}$, обеспечивающего нормальную работу оконечного прибора.

Коэффициент усиления должен изменяться по закону

$$K(U_{BX}) = \frac{U_{ВЫХ_MIN}}{U_{BX}}, \text{ при } U_{BX} > U_{BX_MIN}.$$

Реальные системы АРУ выполняют это условие с большим или меньшим приближением.

Системы АРУ по принципу построения делятся на обратные и прямые.
Обратные системы АРУ – системы с обратной связью.

В них точка съема напряжения, для формирования регулирующего воздействия U_P, расположена дальше от входа РПУ, чем точка приложения воздействия.

В прямых системах АРУ точка приложения U_P расположена дальше от входа , чем точка съема.

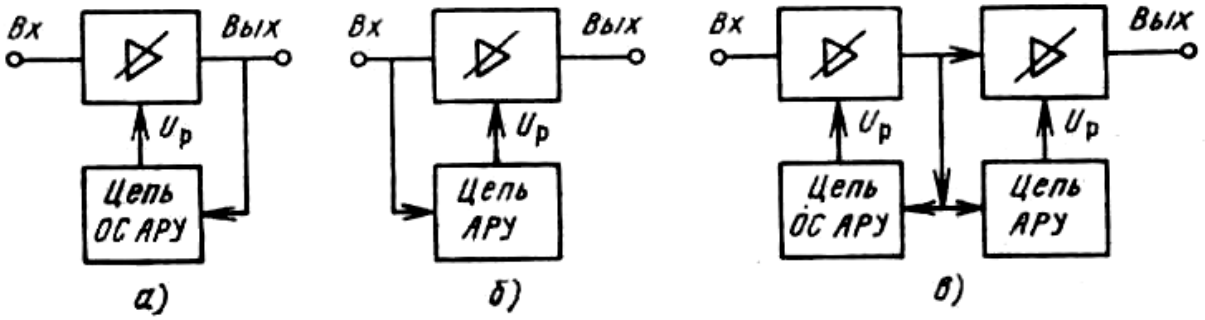


Рис. 9.1 Основные схемы построения систем АРУ [58]:
а – обратная АРУ; б – прямая АРУ; в – комбинированная АРУ;
(ОС – обратная связь)

Каждая из систем имеет достоинства (+) и недостатки (-).

<u>Обратные системы АРУ:</u>

(+) Защищают все каскады, расположенные далее от точки приложения воздействия, а сама цепь АРУ находится под воздействием сигнала со сжатым динамическим диапазоном и не подвержена перегрузкам.

(-) Не могут обеспечить полного постоянства выходного напряжения, т.к. оно является входным для системы АРУ и должно содержать информацию для соответствующего изменения регулирующего напряжения.

(-) Не могут обеспечить большую глубину регулирования и высокое быстродействие по причине устойчивости.

<u>Прямые системы АРУ:</u>

(+) Теоретически могут обеспечить $U_{ВЫХ} = const$ при $U_{ВЫХ} > U_{ВЫХ_MIN}$ и сколь угодно высокое быстродействие. Однако это не достигается по причине конкретных данных элементов АРУ и цепей РПУ подверженных технологическим разбросам и режимным изменениям.

(-) Цепь АРУ защищает только каскады, расположенные дальше от точки приложения воздействия, а сама цепь АРУ находится под воздействием сигналов с широким динамическим диапазоном, т.е. подвержена перегрузкам и должна иметь свои собственные цепи обратной связи. Т.о. цепь прямой АРУ превращается в отдельный канал РПУ, не менее сложный, чем основной канал!

Поэтому большее распространение получили системы обратной АРУ.

Очевидно лучшие результаты дает система комбинированной АРУ, с преобладающим влиянием обратной системы АРУ.

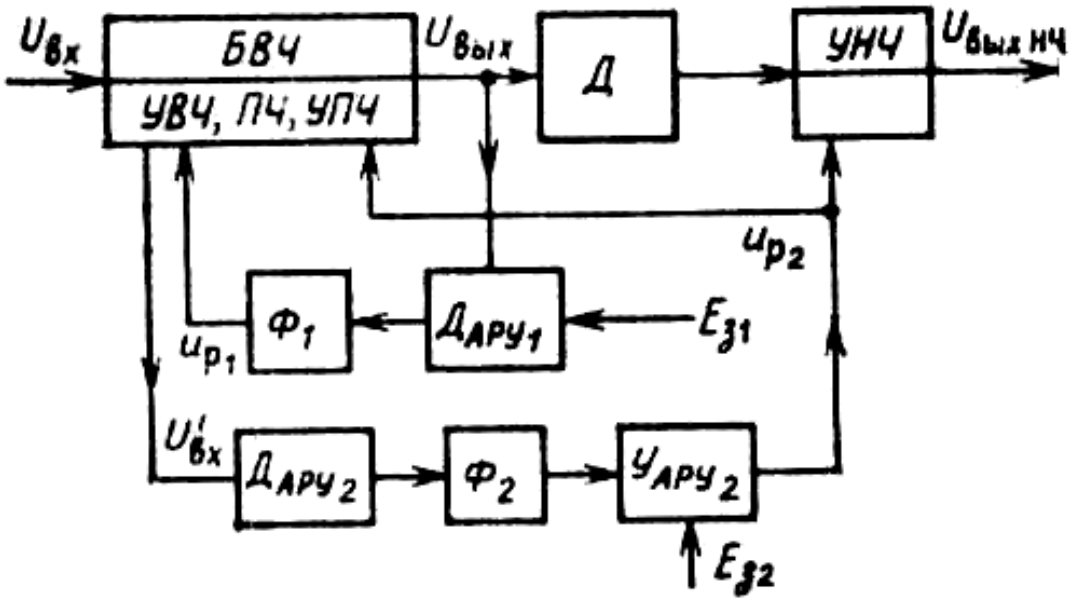


Рис. 9.2 Структурная схема комбинированной системы АРУ с задержкой [5]:

Система прямой АРУ (АРУ2) включает:

$Д_{АРУ2}$ – детектор АРУ2;
$Ф_2$ – фильтр АРУ2;
$У_{АРУ2}$ – усилитель АРУ2;
$E_{З2}$ – напряжение задержки для АРУ2;
$U_{Р2}$ – напряжение регулировки.

Система обратной АРУ (АРУ1) включает:

$Д_{АРУ1}$ – детектор АРУ1;

Φ_1 – фильтр АРУ1;
E_{31} – напряжение задержки для АРУ1;
U_{P1} – напряжение регулировки

Обычно нет необходимости снижать уровень усиления слабых сигналов $U_{BX} \le U_{BX_MIN}$, не создающих перегрузок РПУ и не создающих $U_{ВЫХ_НОМ}$ напряжение, даже для максимального усиления блока ВЧ.

Для придания системам АРУ пороговых свойств цепи АРУ запирают принудительным смещением и отпирают после того как $U_C > U_{ЗАП}$ (задержка).

Обычно U_3 подается на усилитель или детектор АРУ.

Задержка может быть введена по среднему или по максимальному значению.

В АРУ2 усилитель постоянного напряжения заперт E_{32}.

Он откроется только когда выпрямленное напряжение с Φ_2 превысит E_{32}.

Это напряжение пропорционально $\overline{U}_{BX}$.

Система АРУ1 без усиления. В системе АРУ2 содержится усилитель постоянного тока и поэтому она называется усиленной.

АРУ с усилителем обладает большей глубиной регулирования.

При слабом сигнале могут прослушиваться шумы, созданными внешними помехами и собственными флуктуационными процессами.

В некоторых случаях это нежелательно и тогда используется **бесшумная система АРУ**

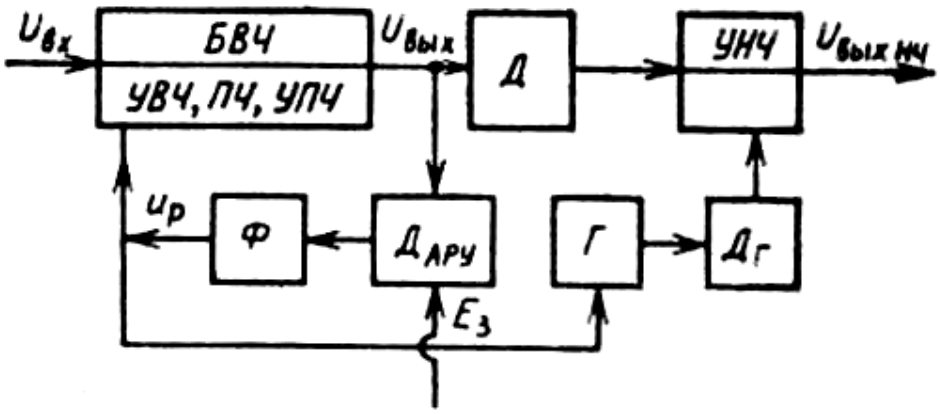


Рис. 9.3 Система бесшумной АРУ [5]:
Г – генератор, колебаниями которого управляет система АРУ (U_P);
$Д_Г$ – детектор, выпрямленное напряжения которого запирает один из каскадов УНЧ.

Генератор *Г* имеет достаточно высокую частоту. При $U_{ВЫХ} \geq E_З$ замыкается система АРУ и вырабатывается U_P, которое прекращает работу *Г*, и УНЧ начинает работать.

В РПУ РЛС уровень шумов зависит от направления антенны РЛС.

Для выравнивания уровня выходного сигнала шумов используется «АРУ по шумам» или «ШАРУ».

Регулирующее напряжение вырабатывается благодаря детектированию шумов в детекторе ШАРУ.

Быстродействие должно быть согласовано с темпом обзора, так, чтобы ШАРУ успела отработать изменение уровня шумового фона.

Для уменьшения действия маскирующего фона земли и местных предметов, а также для выравнивания отклика от цели при различной ЭПР и расстояния, используется **временная регулировка усиления** (ВАРУ).

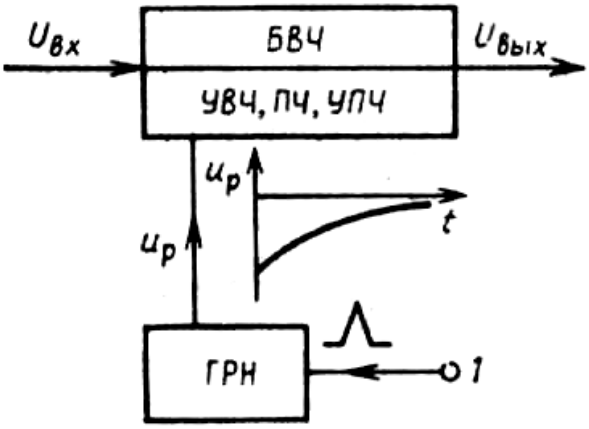


Рис. 9.4 Схема временной системы АРУ (ВАРУ) [5]:
ГРН – генератор регулирующего напряжения

Система ВАРУ является автономной и не связана с интенсивностью сигнала в каждый момент времени.

По степени быстродействия выделяют:

- Инерционные системы АРУ;
- Быстродействующие системы АРУ (БАРУ).

Степень быстродействия определяется относительно скорости изменения интенсивности сигнала.

Высокое быстродействие не позволяет получить большую глубину регулирования по соображениям устойчивости.

Поэтому используется несколько последовательных петель БАРУ.

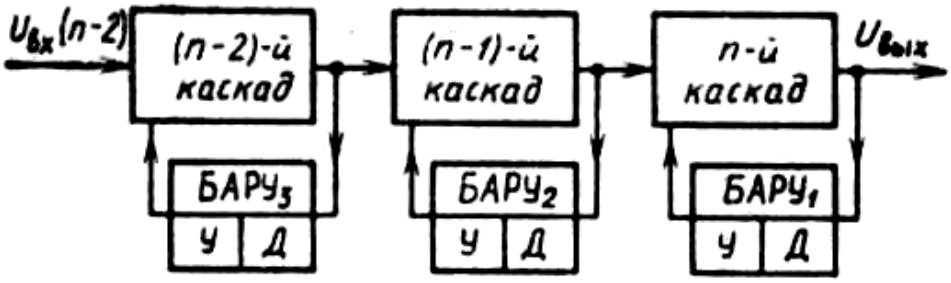


Рис. 9.5 Структурная схема быстродействующей системы АРУ (БАРУ)

При использовании в системе РПУ ЦЭВМ целесообразно использовать цифровые системы АРУ (ЦАРУ).

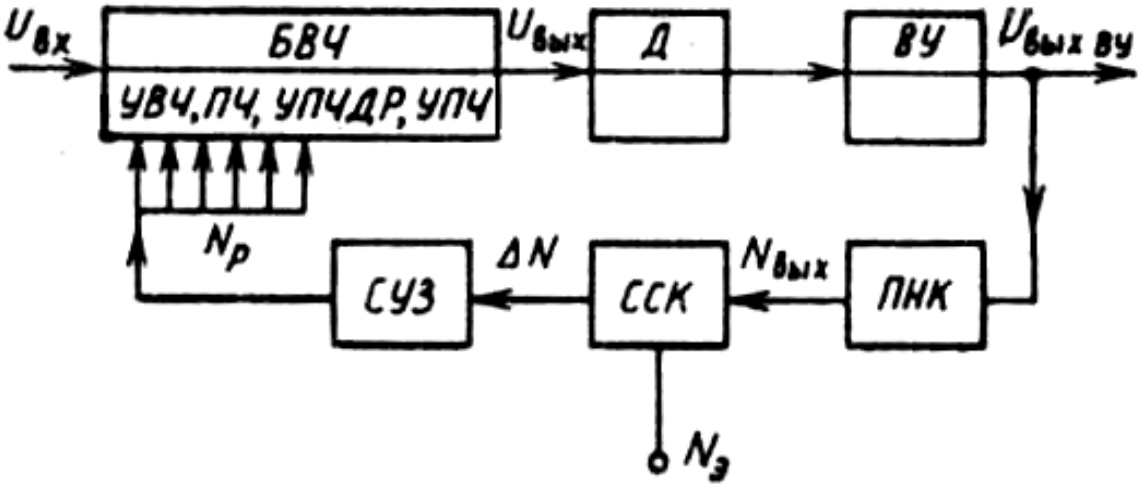


Рис. 9.6 Схема построения цифровой системы АРУ (ЦАРУ) [5]:

ВУ – видеоусилитель;
ПНК – преобразователь напряжение – код;
$N_{ВЫХ}$ – выходной код;
ССК – схема сравнения кодов (пороговое устройство);
$N_Э$ – эталонный код (эквивалентен $E_З$);
ΔN – код рассогласования;
СУЗ – схема усреднения и запоминания (фильтр);
$N_Р$ – код регулирования

<u>Амплитудная характеристика регулируемого усилителя</u>

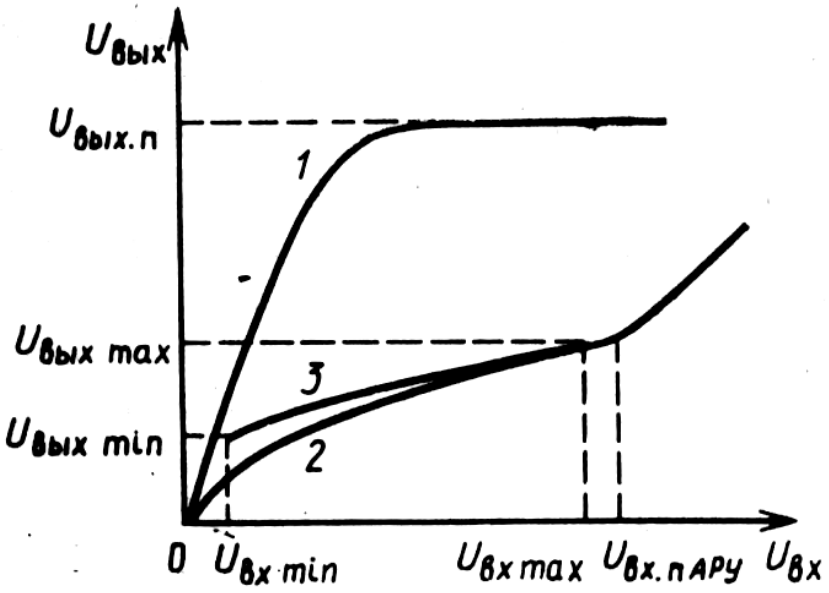


Рис. 9.7 Амплитудные характеристики систем АРУ [5]:

1 – система АРУ отсутствует;
2 – АРУ без задержки;
3 – задержанная или усиленно-задержанная АРУ

$U_{ВЫХ_П}$ - выходное напряжение перегрузки.

Искривление амплитудной характеристики не свидетельствует об искажениях, если АРУ инерционна.

Входное напряжение изменяется медленно.

Инерционная система АРУ не замыкается для составляющих полезной модуляции и поэтому защищая усилитель от перегрузок способствует неискаженной передаче информации.

Элементы системы АРУ

Специфическими являются регулирующие элементы.

Используются следующие методы регулирования:

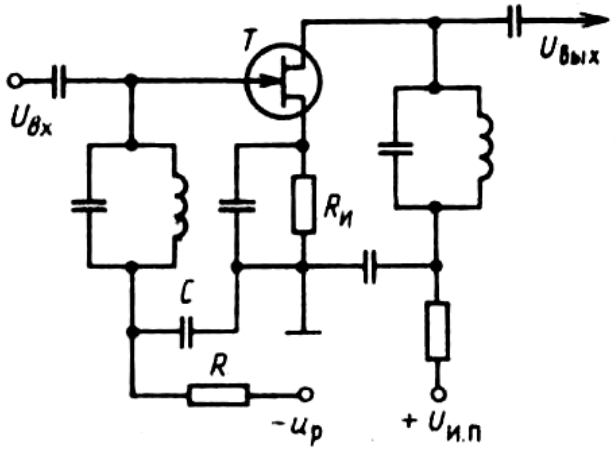
- Изменение усилительных параметров активных элементов путем приложения регулирующего напряжения, т.е. изменения режима работы;

- Использование аттенюаторов с управлением от регулирующего напряжения;

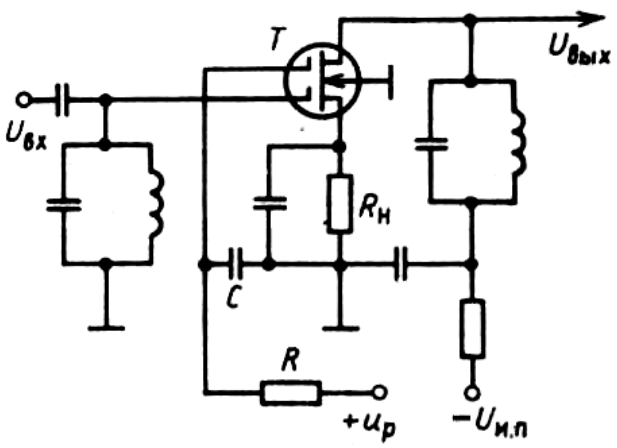
- Использование управляемых цепей обратной связи. Регулирующее напряжение воздействует на элементы, определяющие коэффициент передачи цепи обратной связи;

- Изменение нагрузочных сопротивлений усилительных каскадов, путем применения управляемых сопротивлений (варисторы, диоды, биполярные и полевые транзисторы).

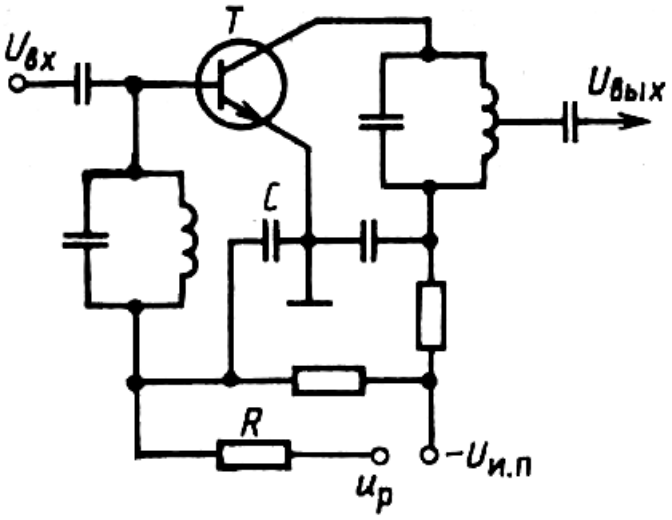
Примеры схем подачи регулирующего напряжения



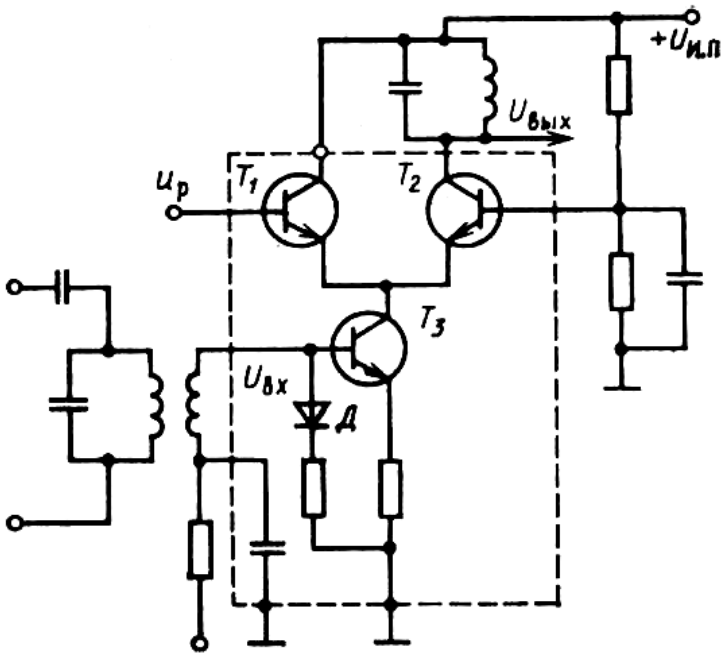
а)



б)



в)

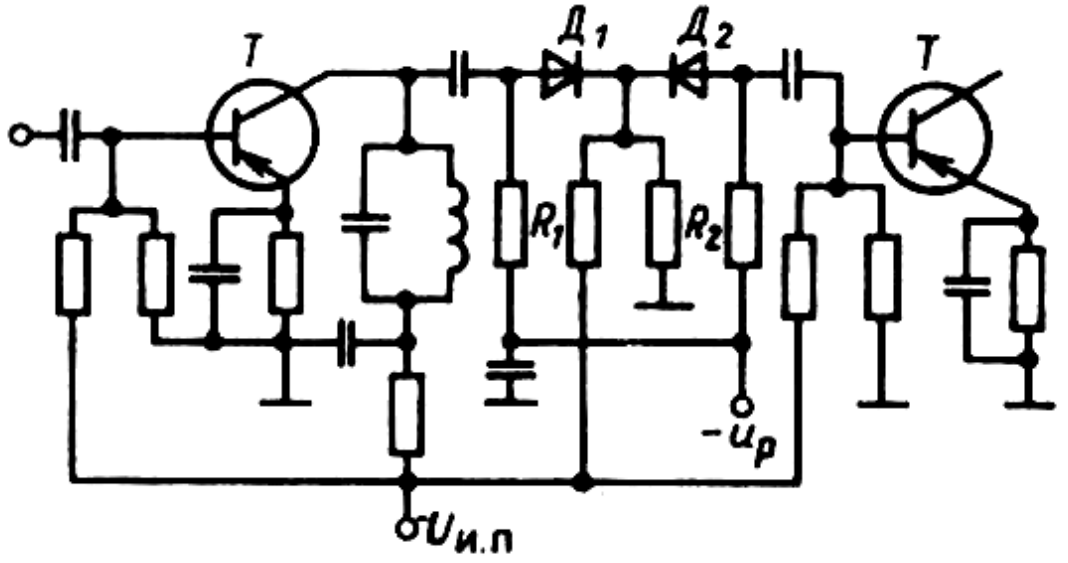


г)

Рис. 9.8 Принципиальная схема ввода напряжения U_P в каскады [5]:
а, б – на полевых транзисторах;
в – на биполярном транзисторе;
г – дифференциальный каскад на биполярных транзисторах
с каскодным включением T_2 и T_3

В схеме на рис в) с ростом управляющего напряжения возрастает ток коллектора. Одновременно с этим увеличиваются входная и выходная проводимости, а из-за этого уменьшается коэффициент усиления.

Поэтому необходимо, чтобы преобладающим было увеличение крутизны транзистора с ростом коллекторного тока, а для этого надо чтобы транзистор обладал большим h_{21} и малым $r_Б$.



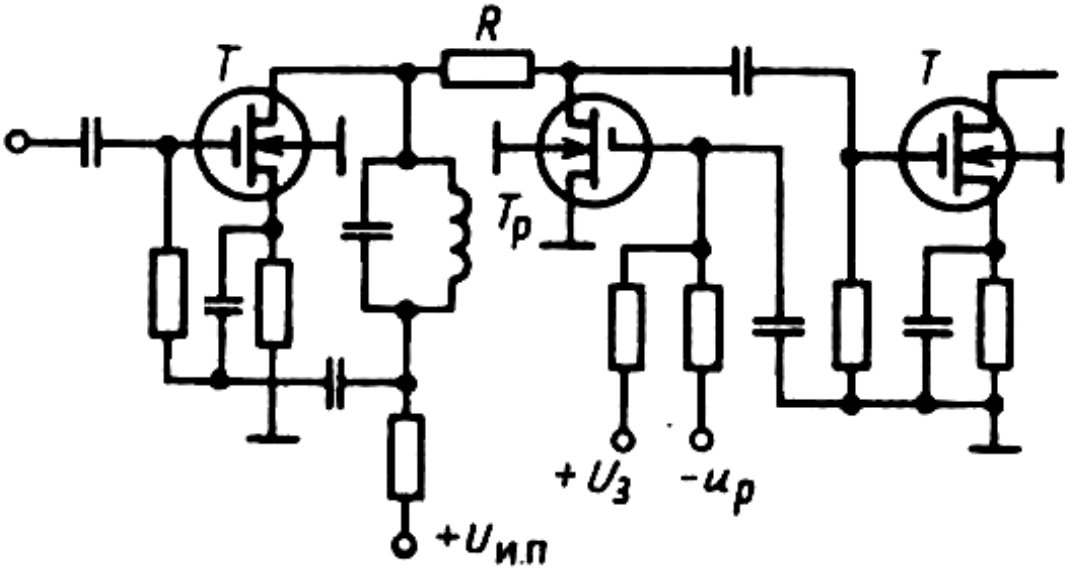


Рис. 9.9 Схемы управляемых аттенюаторов [5]

Фильтры систем АРУ

От вида фильтра зависит переходные процессы, устойчивость, искажения огибающей.

Чаще всего используются однозвенные *RC* цепи, которые дают апериодический процесс установления усиления и обеспечивают устойчивый процесс, если являются единственным инерционным звеном.

Реже применяются многозвенные *RC*-фильтры. Они не дают абсолютной устойчивости и апериодический процесс возможен только при определенном соотношении номинальных значений элементов. Такой фильтр дает большую скорость переходного процесса.

Находят применение однозвенные корректирующие *RC*-фильтры. Они дают меньший фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением при большом коэффициенте передачи в области высших частот, по сравнению с а).

$$\Omega \to \infty, \; K \to \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Применяются в качестве фильтров системы АРУ и более сложные цепи, например двойной *T*-образный мост.

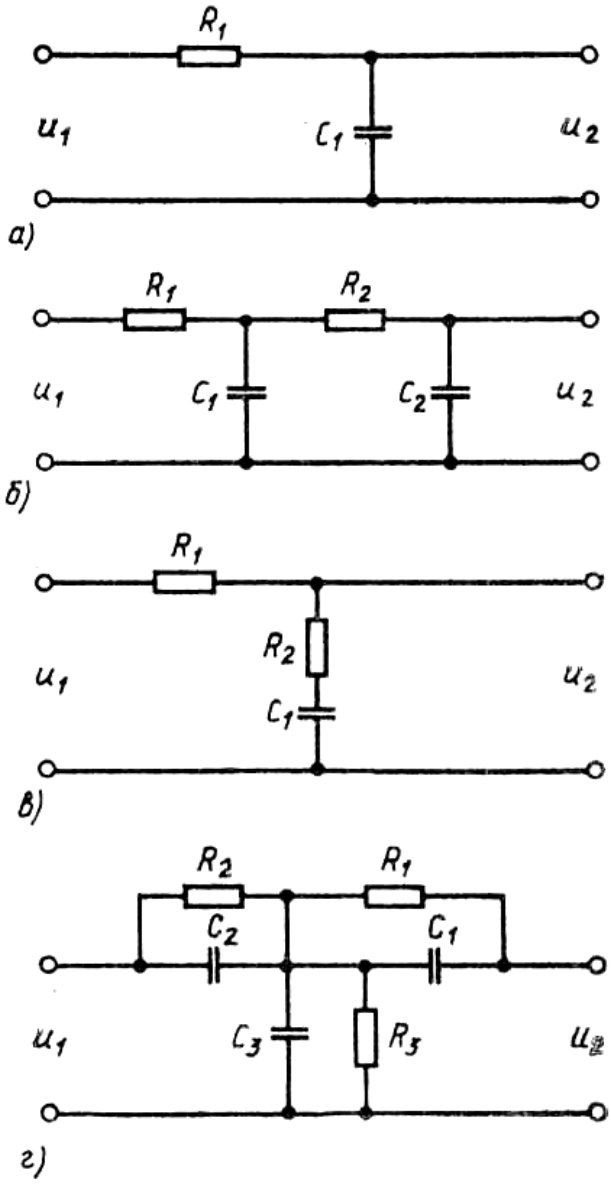


Рис. 9.10 Схемы фильтров систем АРУ [5]:
а – однозвенный *RC*–ФНЧ;
б – двухзвенный *RC*–ФНЧ;
в – однозвенный корректированный *RC*–ФНЧ;
г – двойной *T*–образный мост

Статический режим работы системы АРУ

Основные характеристики:

Динамический диапазон входных сигналов

$$\alpha = \frac{U_{BX_MAX}}{U_{BX_MIN}}.$$

Динамический диапазон выходных сигналов

$$\beta = \frac{U_{ВЫХ_MAX}}{U_{ВЫХ_MIN}}.$$

Требуемый динамический диапазон регулировки

$$G_P = \frac{\alpha}{\beta}.$$

Выбрав вид и число n – регулируемых элементов, для каждого из них можно рассчитать или измерить регулировочную характеристику, а затем построить суммарную

$$K_0(u_P) = \prod_{i=1}^{n} K_{0i}(u_P)$$

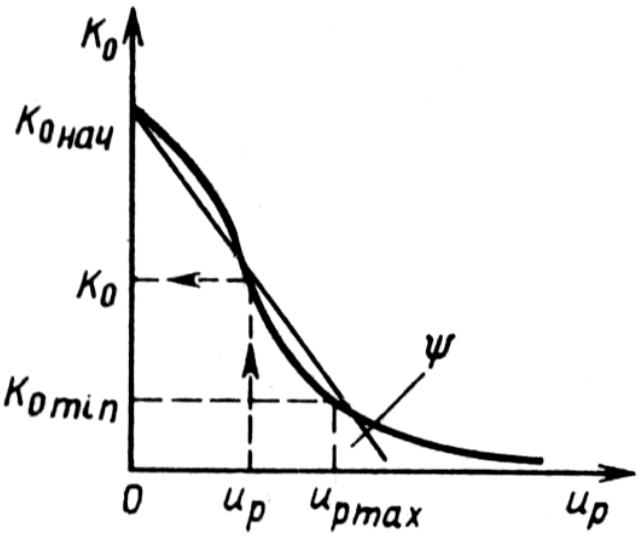


Рис. 9.11 Примерный вид регулировочной характеристики системы АРУ[5]

U_{P_MAX} должна обеспечивать система АРУ при подаче на ее вход максимального напряжения для запуска системы АРУ

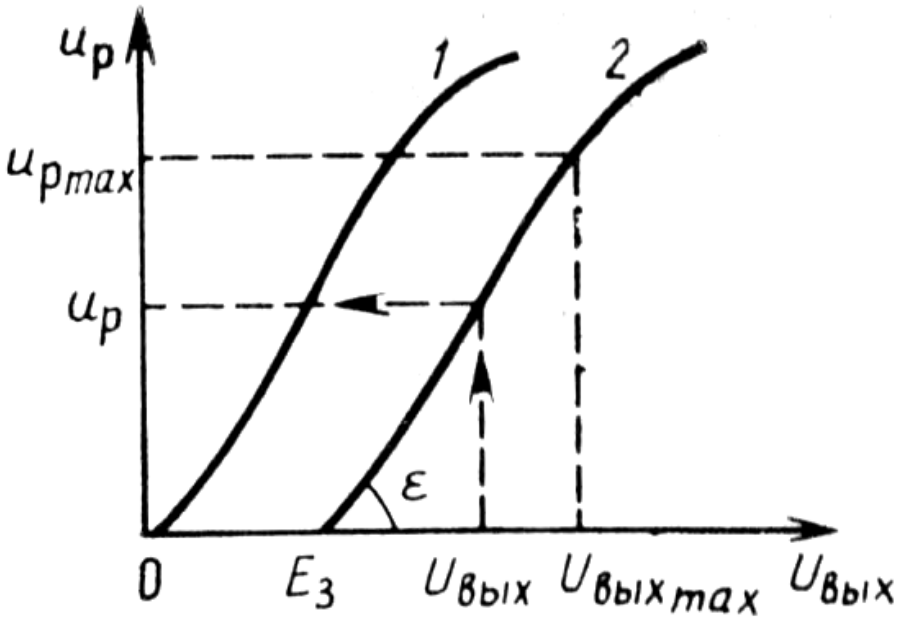


Рис. 9.12 Зависимость напряжения регулировки U_P от выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ [5]:
1 – АРУ без задержки; 2 – АРУ с задержкой

$$K_{АРУ} = tg(\varepsilon) = \frac{U_{P_MAX}}{U_{ВЫХ_MAX}} \frac{1}{\beta - 1}.$$

Т.к. нерационально снижать усиление при малых сигналах, $U_{ВЫХ} \le U_{ВЫХ_MIN}$, поэтому $E_З = U_{ВЫХ_MIN}$.

$$E_З = \frac{U_{P_MAX}}{K_{АРУ}(\beta - 1)}.$$

Видна роль усилителя АРУ т.к.

$$K_{АРУ} = K_Д K_У,$$

$K_Д$ - коэффициент передачи детектора АРУ.

Чем больше $K_У$, тем коэффициент передачи цепи обратной связи ближе к единице $\beta \to 1$.

Динамика систем АРУ

При изменении амплитуды входных сигналов изменяется амплитуда выходных сигналов.

Система АРУ изменяет коэффициент усиления тракта с некоторым запаздыванием из-за наличия инерционных звеньев.

Это приводит к искажениям огибающей.

Но оно значительно меньше, нежели при отсутствии АРУ.

При анализе переходных процессов рассматривают наличие инерционных звеньев только в системе АРУ, а сам тракт РПУ считают безынерционным.

Динамические параметры:

$\tau_{АРУ} = \dfrac{\tau_{Ф}}{1+\mu}$ - постоянная времени системы АРУ;

$\tau_{Ф} = RC$ - постоянная времени фильтра;

μ - эквивалентный коэффициент усиления системы АРУ;

$\mu = K_{0_НР} K_{АРУ} S_P U_{ВХ}$;

$K_{0_НР}$ - коэффициент усиления нерегулируемой части тракта РПУ;

$S_P = tg(\psi)$.

В общем случае необходимо знать форму выходного напряжения.

Фильтр системы АРУ является инерционным звеном и описывается линейным дифференциальным уравнением

$$C_m \frac{d^m u_P}{dt^m} + C_{m-1} \frac{d^{m-1} u_P}{dt^{m-1}} + \ldots + C_1 \frac{du_P}{dt} + C_0 u_P = u_0 .$$

$u_0 = K_{АРУ}(u_{ВЫХ} - E_З)$ - сигнал ошибки, вырабатываемый в детекторе системы АРУ;

$u_{ВЫХ} = U_{ВХ} K_{0НР}\left(K_{0НР} - K_0(u_P)\right)$

$K_{0_НР}$ - коэффициент усиления нерегулируемой части тракта РПУ;

$K_0(u_P)$ - коэффициент усиления регулируемой части тракта РПУ.

Фильтр может быть смоделирован с применением интегрирующих звеньев.

Если рассмотреть реакцию системы на скачек напряжения, такой, что $u_{ВЫХ} > U_З$, в момент времени $t = 0$, при $u_{ВХ} = const$, $\frac{du_{ВХ}}{dt} = 0$, то после ряда преобразований можно получить выражение для постоянной времени системы АРУ - $\tau_{АРУ}$ - которая определяет скорость протекания экспоненциального процесса установления амплитуды выходного напряжения.

В подробностях динамика систем АРУ рассмотрена в книге

Тартаковский. Г.П. Динамика систем автоматической регулировки усиления. – М., Л.: Госэнергоиздат, 1957.

<u>Пример системы АРУ в схеме РПУ</u>

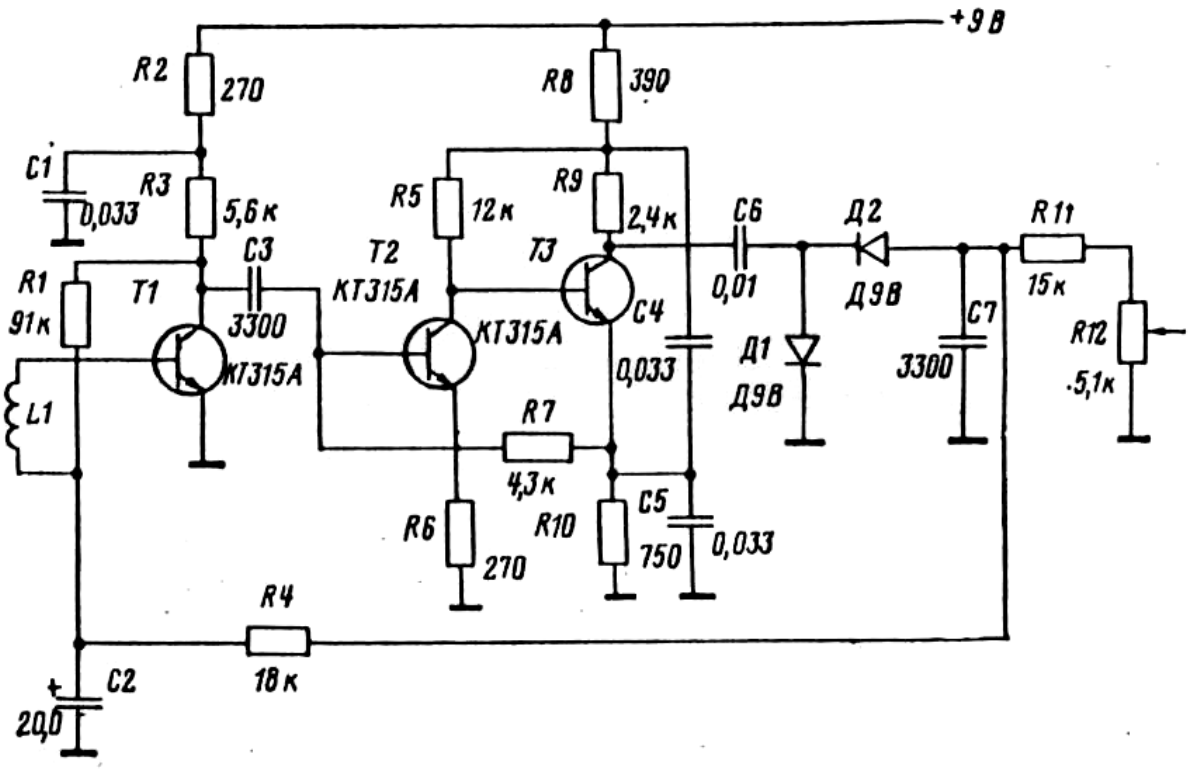


Рис. 9.13 Пример схемы цепи АРУ в транзисторном РПУ: R_4C_2 – фильтр АРУ

Системы автоматической подстройки частоты

Общие положения

Частота колебаний, генерируемых задающим генератором РПДУ и гетеродинами РПУ подвержена влиянию ряда дестабилизирующих факторов:

- Изменение температуры;
- Изменение напряжения питания;
- Изменение характеристик А-Ф тракта и т.д.

Нестабильность частот РПДУ и гетеродинов РПУ заставляет расширять полосу пропускания РПУ для обеспечения устойчивого приема.

В диапазоне СВЧ при использовании клистронных гетеродинов и магнетронных генераторов РПДУ, без применения специальных мер работа оказывается невозможной.

Например магнетроны и клистроны имеют температурный коэффициент частоты 200кГц/градус.

Изменение напряжение на резонаторе клистрона на 1% вызывает отклонение частоты на 1,2…2 МГц, а изменение напряжения на отражателе 1% приводит к изменению частоты на 2,5…3 МГц.

Магнетронный передатчик изменяет частоту в импульсном режиме на $\pm$15…20 МГц.

Очевидно, что в таких условиях РПУ всегда окажется расстроенным и прием будет невозможен.

Выход из положения – применение высокостабильных (кварцованных) задающих генераторов с цепями умножения частоты в РПДУ и РПУ или применение автоматической подстройки частоты (АПЧ) гетеродинов.

Системы АПЧ можно разделить на два класса в зависимости от признака, по которому вырабатывается сигнал ошибки:

- Отклонение частоты сигнала от переходной частоты ЧД – частотная АПЧ (ЧАПЧ). Чувствительным элементом является ЧД. Особенность – наличие статической ошибки регулирования по частоте, т.е. отличие частоты генерируемой от частоты эталонной.

Достоинство – широкий диапазон начальных расстроек, в котором она может резко снижать ошибку настройки генератора.

- Отличие фазы колебания от фазы опорного сигнала – ФАПЧ. Чувствительный элемент – ФД. Особенность ФАПЧ – нулевая статическая ошибка регулирования по частоте. Но существует статическая ошибка регулирования по фазе, т.е. статическое отличие фаз колебаний эталонного и подстраиваемого генераторов. Системы ФАПЧ имеют узкий диапазон начальных расстроек.

Системы ФАПЧ, как правило, объединяются с системами ЧАПЧ.

Системы частотной автоподстройки частоты

Существует два класса систем ЧАПЧ:

- Системы абсолютной частоты;
- Системы промежуточной частоты.

В **системе абсолютной ЧАПЧ** поддерживается постоянным частота гетеродина равная заданной эталонной частоте.

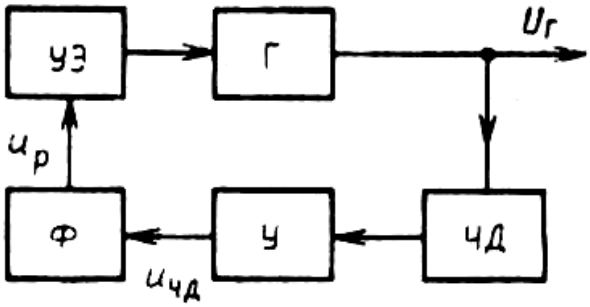


Рис. 9.14 Система абсолютной частотной АПЧ гетеродина [5]:

Г – подстраиваемый гетеродин;
ЧД – частотный детектор;
У – усилитель;
Ф – ФНЧ;
УЭ – управляющий элемент.

ЧД вырабатывает напряжение пропорциональное отклонению частоты Г от переходной частоты ЧД.

Это напряжение усиливается в У.

Фильтр Ф, задает инерционные свойства и обеспечивает устойчивость.

На выходе Ф вырабатывается напряжение регулировки, которое воздействует на УЭ и изменяет частоту Г, приближая ее к переходной частоте ЧД, являющейся эталонной.

Система промежуточной частоты поддерживает постоянной ПЧ при уходе частоты как у РПДУ, так и частоты гетеродина РПУ.

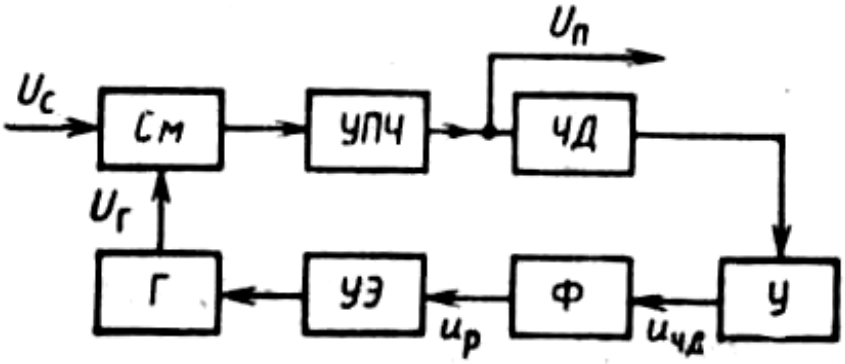


Рис. 9.15 Схема системы частотной автоматической подстройки промежуточной частоты [5]

Переходная частота ЧД равна $f_{ПЧ}$. Т.к.

$$f_{ПЧ} = |f_Г \pm f_С|,$$

то устраняется нестабильность обеих.

По скорости протекания переходных процессов системы АПЧ подразделяются на **инерционные и быстродействующие** (БАПЧ).

Это применимо в основном для импульсных сигналов, т.к. длительность переходных процессов оценивается относительно длительности импульса $\tau_И$.

В системах БАПЧ подстройка гетеродина производится за время действия одного импульса, следовательно время переходного процесса меньше длительности импульса.

В промежутках между импульсами система АПЧ разомкнута и должна сохранить настройку гетеродина, установленную за $\tau_И$.

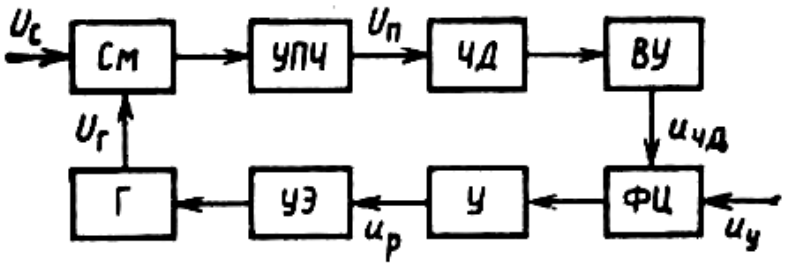


Рис. 9.16 Схема системы быстродействующей АПЧ (БАПЧ) [5]:
ВУ – видеоусилитель; ФЦ – фиксирующая цепь

Нагрузка ЧД имеет малые постоянные времени и при воздействии на его вход радиоимпульсов ЧД вырабатывает видеоимпульсы, амплитуда которых пропорциональна разности частоты заполнения и переходной частоты ЧД, а полярность соответствует знаку разности.

Эти видеоимпульсы усиливаются в ВУ и подаются на вход ФЦ, которая вырабатывает постоянное напряжение равное амплитуде видеоимпульсов и поддерживает это значение до прихода следующего видеоимпульса.

Это напряжение усиливается в У. и переносится на необходимый уровень среднего значения, диктуемый УЭ.

Если схему используют в РЛС, то при изменении частоты передатчика от импульса к импульсу гетеродин приемника будет настраиваться на частоту, необходимую для приема сигнала на частоте зондирующего импульса.

Роль ФЦ может выполнять ключевой детектор, управляемый импульсами модулятора передатчика (u_y).

В инерционных системах АПЧ каждый сигнальный импульс вносит некоторую поправку в настройку гетеродина.

Стационарное значение частоты гетеродина устанавливается в результате действия нескольких импульсов, следующих на одной и той же несущей частоте.

В РПУ АМ сигналов инерционность АПЧ обусловлена только требованиями устойчивости и может быть высокой.

В РПУ ЧМ сигналов допустимое быстродействие системы АПЧ ограничено требованием отсутствия демодуляции полезной ЧМ, т.е. должно отслеживаться паразитное изменение ПЧ и не отслеживаться частоты модуляции.

В этом смысле требования аналогичны требования к АРУ в РПУ АМ сигналов.

Каждая система АПЧ работает в ограниченной области начальных расстроек, генерируемой гетеродином частоты от номинального значения, в пределах которой резко снижает ошибку.

При выходе за эти рамки система АПЧ размыкается и перестает работать, что требует вмешательства оператора.

Если выход за границы «втягивания» происходит часто, то работать с такой системой трудно.

В этом случае используется **поисковая система АПЧ**.

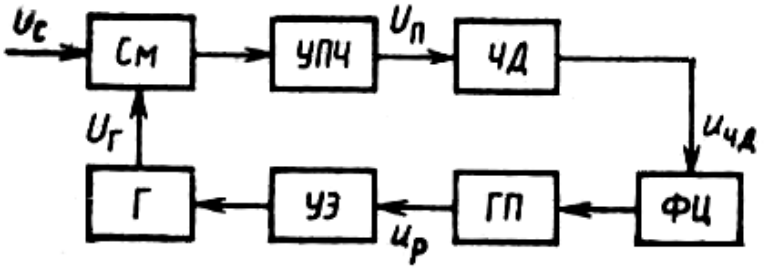


Рис. 9.17 Схема поисковой системы АПЧ [5]

ГП – генератор поиска, который при отсутствии воздействия, вырабатывает напряжение пилообразной формы (ГЛИН), перестраивающее гетеродин в максимально возможных пределах, при котором появляется отклик в УПЧ.

Амплитуда видеоимпульсов на выходе ЧД будет изменяться согласно виду детекторной характеристики ЧД и при определенном значении на выходе ФЦ, вырабатывается постоянное напряжение, срывающее автоколебания ГП и переводящее его в усилительный режим (усилитель постоянного напряжения).

Поиск прекращается и осуществляется захват найденного значения частоты гетеродина, обеспечивающего близость значения ПЧ к номинальному.

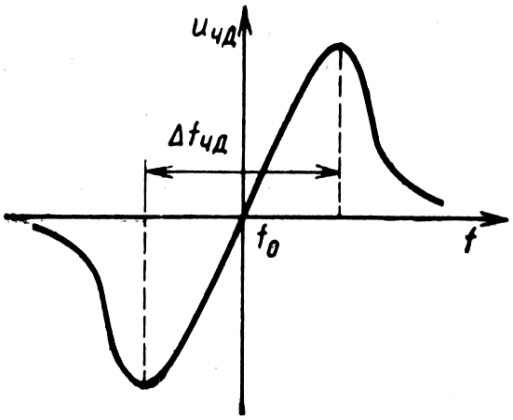
<u>Элементы систем АПЧ</u>

- Частотные детекторы;
- Управляющие элементы;
- Фильтры;
- Усилители;
- Специальные устройства (генераторы поиска, фиксирующие цепи и т.д)

Частотные детекторы

ЧД является чувствительным элементом и к нему предъявляется ряд требований отличных от требований к ЧД при детектировании ЧМ сигналов.

Типичный вид детекторной характеристики:



Крутизна $S_{чд} = \dfrac{dU_{чд}}{df}$ при $f = f_0$.

Полоса частот $\Delta f_{чд}$.

Форма скатов важна при больших расстройках.

Управляющие элементы

Подразделяются на:

- Чисто электрические;
- Электромеханические.

<u>Электрические</u>

Для гетеродинов основными являются варикапы и реактивные транзисторы.

В реактивных транзисторах благодаря особому способу включения создается отличный от нуля фазовый сдвиг между током и напряжением.

Используются активные приборы с большим внутренним сопротивлением.

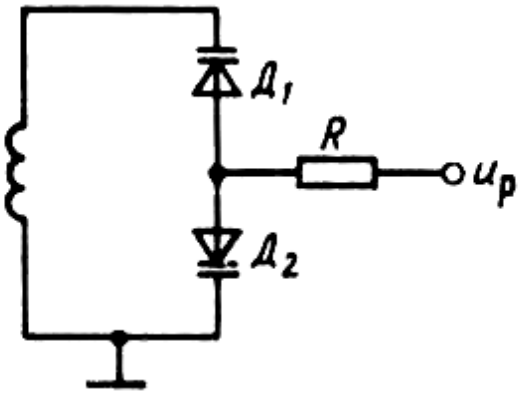
Они поддаются регулировке на частотах, где крутизну можно считать чисто вещественной.

При условии $|\dot{I}_g| << |\dot{I}|$,

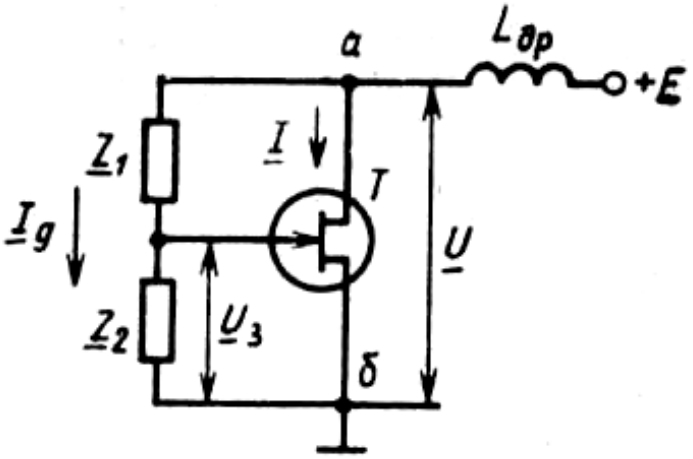
$$Y_{аб} = S\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_2 + \dot{Z}_1}.$$

Изменяя напряжение можно изменить крутизну S и тем самым $Y_{аб}$.

Реактивный транзистор, подключается к контуру гетеродина полностью или частично, в зависимости от требуемого перекрытия и допустимого шунтирования контура.



а)



б)

Рис. 9.18 Управляющие элементы систем АПЧ [5]:
а – варикапные матрицы;
б – реактивный транзистор

<u>Электромеханические системы</u>

Электродвигатель с редуктором на оси переменного конденсатора, вариометра, подстроечного плунжера объемного резонатора, короткозамыкающего мостика на отрезках линий передачи.

Особенности:

- Малое быстродействие;
- Широкодиапазонность.

На СВЧ в качестве гетеродинов могут использоваться клистроны и ЛОВ. Эти приборы не требуют специальных управляющих элементов и могут управляться изменением напряжения на соответствующих электродах.

Систему гетеродин – управляющее устройство принято описывать **регулировочной характеристикой**

$f_Г(u_Р)$ в статическом режиме.

Эту характеристику обычно линеаризуют и пользуются параметром

$S_Г = \frac{df_Г}{du_Р}$, при $u_Р = 0$, размерность $\left[\frac{Гц}{В}\right]$.

Для нормальной работы системы АПЧ для систем абсолютной частоты и промежуточной частоты при $f_Г > f_С$, необходимо чтобы

$S_{ЧД} S_Г < 0$.

А при $f_Г < f_С$

$S_{ЧД} S_Г > 0$

Фильтры систем АПЧ

Аналогичны фильтрам систем АРУ.

Усилители

Усилители постоянного тока не только усиливают напряжение или мощность сигнала, но и переносят его уровень на необходимое значение постоянной составляющей, а также меняют знак крутизны частотного детектора.

Переходные процессы в системах АПЧ

При анализе динамических режимов возникают трудности т.к. необходимо использовать реальные характеристики ЧД и регулировочные характеристики.

Некоторые формулы

$K_{АПЧ} = S_{ЧД} S_{Г}$ - коэффициент передачи цепи АПЧ.

$S_{ЧД}$ - крутизна ЧД с учетом усиления

$\tau_{АПЧ} = \dfrac{RC}{1 + K_{АПЧ}}$ - постоянная времени системы АПЧ.

Закон установления расстройки

$$\Delta f_{П_АПЧ}(t) = \Delta f_{П_АПЧ_УСТ}\left(1 + K_{АПЧ} e^{-\frac{t}{\tau_{АПЧ}}}\right)$$

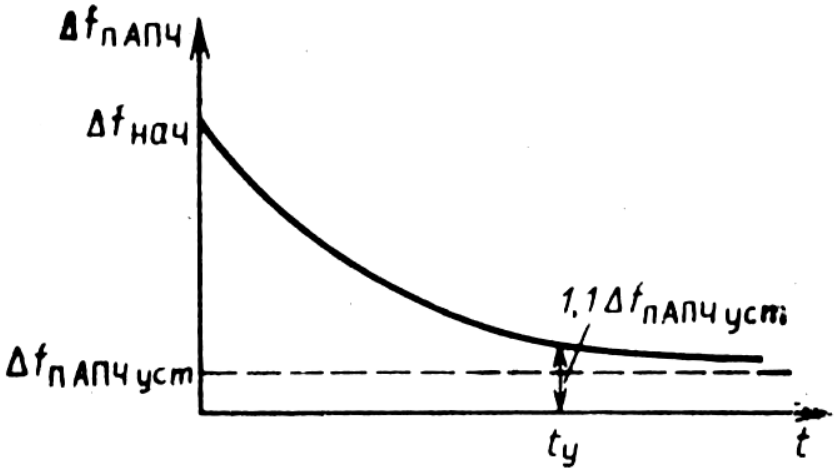


Рис. 9.19 Установление расстройки в системе АПЧ [5]

$t_у = 2.3\tau_{АПЧ}\left(1 + 0.435\ln\left(K_{АПЧ}\right)\right)$.

Постоянная времени выбирается из условия

$T_{\Omega_MIN} << T_{АПЧ} << T_{ДЕСТАБ}$.

$\Delta f_{П_АПЧ_УСТ} = \dfrac{\Delta f_{НАЧ}}{1 + K_{АПЧ}}$ - регулировочная характеристика в стационарном режиме при больших расстройках, когда справедливы линейные аппроксимации.

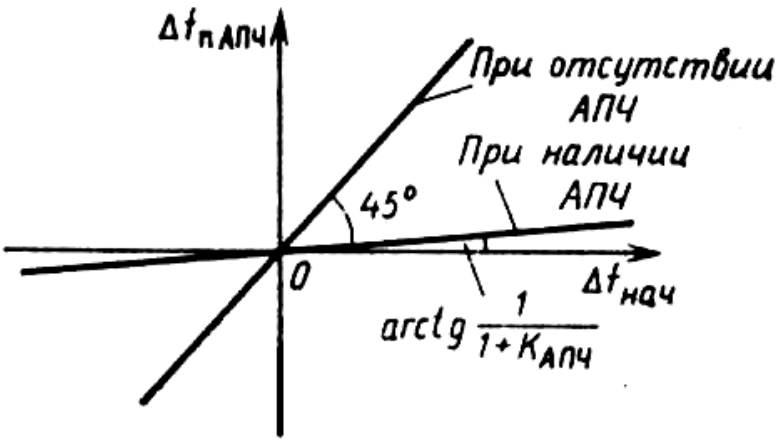


Рис. 9.20 Влияние системы АПЧ на отклонение номинальной частоты ($\Delta f_{пАПЧ}$) от расстройки ($\Delta f_{НАЧ}$), при небольших расстройках [5]

При больших расстройках расчет регулировочных характеристик можно провести графически, совмещая зависимость напряжения на выходе ЧД от частоты и регулировочную характеристику гетеродина.

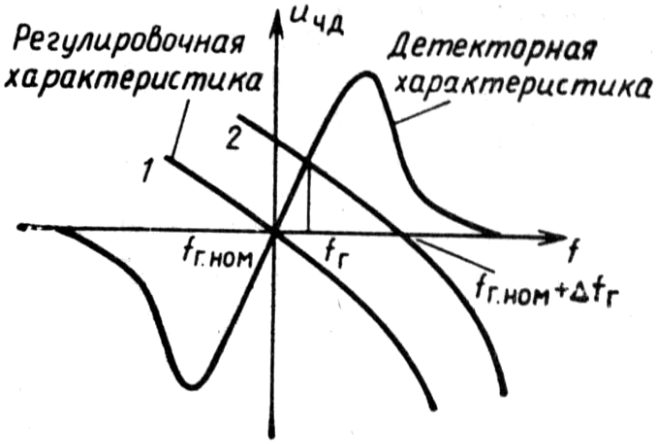


Рис. 9.21 Совмещенные регулировочные и детекторные характеристики системы АПЧ.

В положении 1 регулировочной характеристики – приемник настроен точно и вмешательства АПЧ не требуется.

При изменении частоты гетеродина из-за дестабилизирующих факторов регулировочная характеристика перемещается вдоль оси частот.

Кривая 2 отражает состояние системы при отклонении частоты гетеродина на величину $\Delta f_Г$ относительно $f_{Г\,НОМ}$.

При этом на выходе ЧД появляется положительное напряжение, уменьшающее частоту гетеродина до тех пор пока $u_P = u_{ЧД}$, необходимой для генерации $f_{Г_НОМ}$.

Т.о. при работе АПЧ вместо начальной ошибки $\Delta f_Г$ будет ошибка настройки

$$f_Г - f_{Г.НОМ} = \Delta f_{Г_АПЧ} < \Delta f_Г$$

Система АПЧ будет снижать ошибку настройки если начальные расстройки лежат в пределах «области захвата»

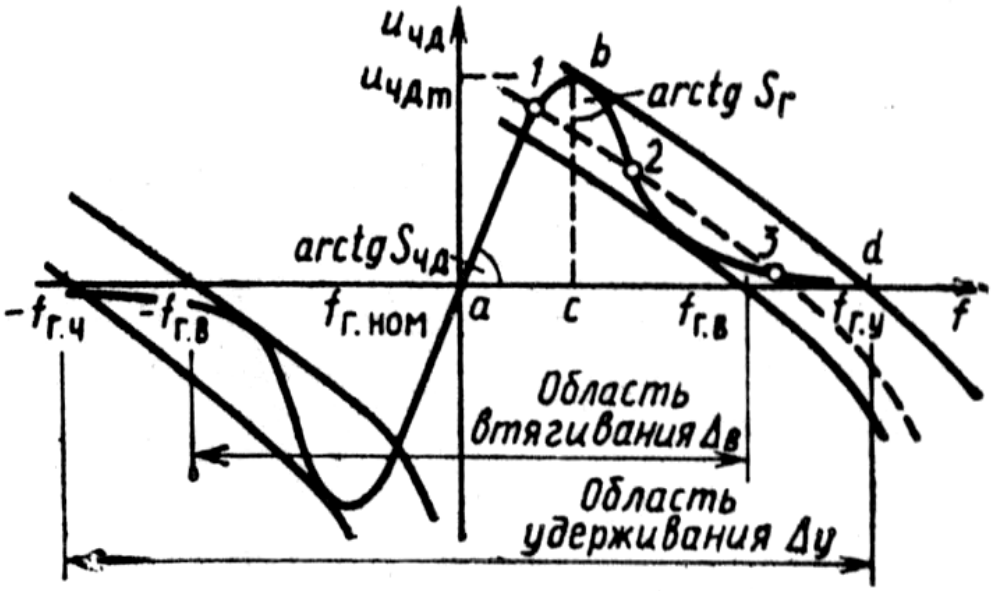


Рис. 9.22 Области втягивания и удержания системы АПЧ [5]

В пределах области захвата существует единственная точка пересечения детекторной характеристики и регулировочной характеристики для которой при $f_Г > f_C$

$$S_{ЧД} S_Г < 0 .$$

Если начальная расстройка выходит за пределы области захвата, но остается в пределах области удержания, то появляются три точки пересечения детекторной и регулировочной характеристик.

Условие подстраивающего действия АПЧ выполняется в точках 1 и 3.

В точке 1 система АПЧ резко снижает ошибку расстройки.

Точка 2 является неустойчивой, т.е. любые случайные отклонения частоты гетеродина поддерживаются системой и генерируемая частота переходит в точку 1 или 3.

В последнем случае система АПЧ размыкается.

Т.о. в пределах области удержания, но за пределами области захвата система может сохранить, а может и не сохранить работоспособность.

Если увеличение расстройки происходило медленно и без перерывов, то система АПЧ будет правильно работать до выхода расстройки за границы удержания.

При уменьшении же начальной расстройки правильная работа не наступит до момента входа в зону захвата.

Это соответствует регулировочной характеристики системы АПЧ

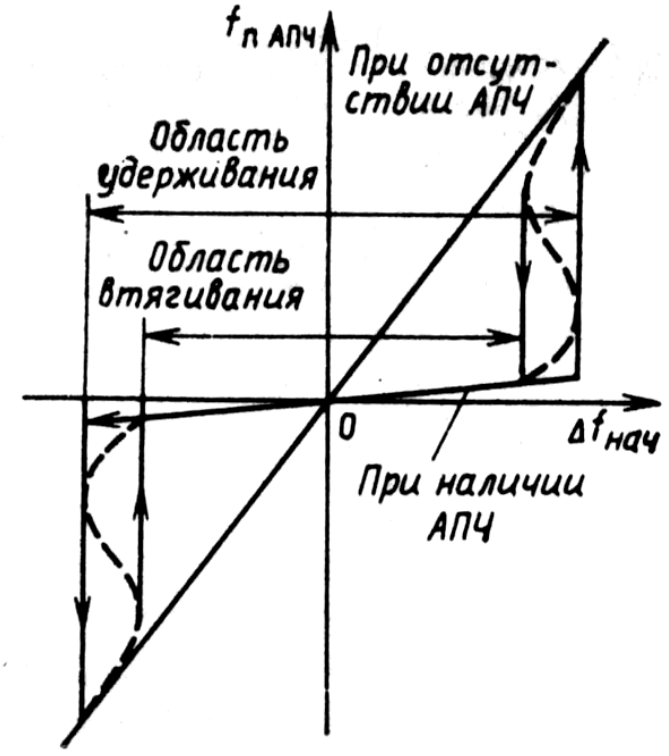


Рис. 9.23 Примерный вид регулировочной характеристики системы АПЧ [5]

Особенностью является наличие гистерезисных петель из-за различия областей удержания и захвата.

Надежной же работой системы АПЧ является работа только в пределах области захвата.

Устойчивость системы АПЧ

Система АПЧ является системой с обратной связью и следовательно способной к самовозбуждению.

Система АПЧ устойчива если

$$\tau_{АПЧ} > \tau_{АПЧ_КР} = \frac{2}{\pi}\tau_З ,$$

$\tau_З$ - заданное время задержки.

$$\tau_{З_КР} \approx \frac{2}{\pi}\tau_{АПЧ} .$$

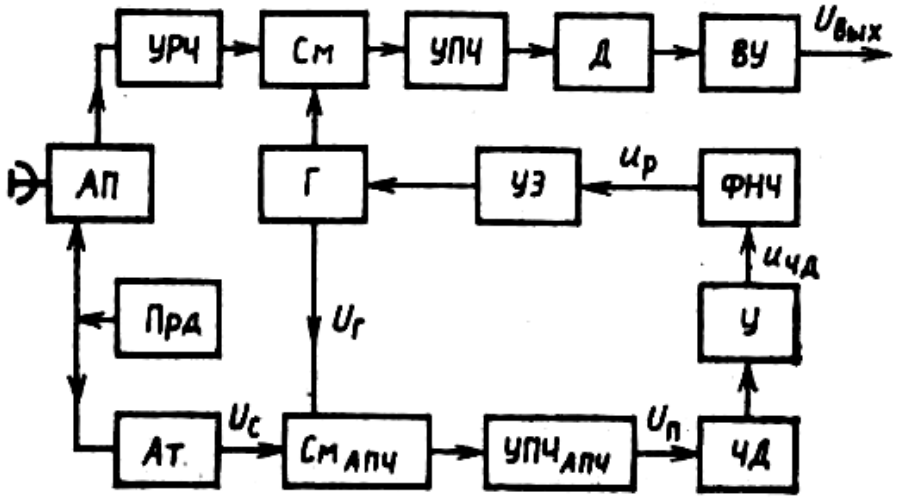


Рис. 9.24 Пример функциональной схемы системы АПЧ радиолокационного приемника [5]

Системы фазовой автоматической подстройки частоты

Системы ФАПЧ находят очень широкое применение.

Они решают следующие задачи:

- Подстройка гетеродина преобразователя частоты (П);
- Выделение несущей частоты в радиолиниях передачи информации для осуществления когерентного и корреляционного приема, а также в системах телевидения;
- Синхронизация приемного коммутатора в радиотелеметрических системах;
- Демодуляция ЧМ и ФМ сигналов;
- Измерение частоты с помощью узкополосных следящих фильтров;
- Деление и умножение частоты.

Все конкретные устройства можно свести к типовой структурной схеме системы ФАПЧ:

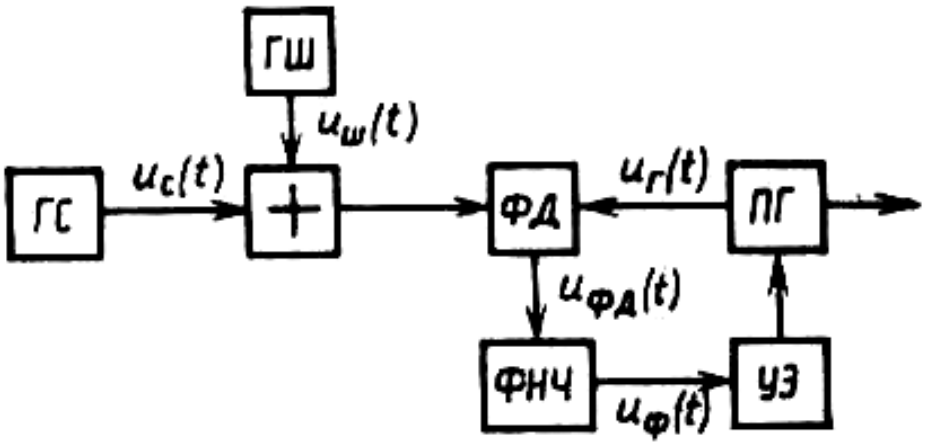


Рис. 9.25 Типовая структурная схема системы ФАПЧ [5]:

ГС – генератор сигнала;
ГШ – генератор шума;
ФД – фазовый детектор;
ПГ – перестраиваемый (синхронизируемый) генератор;
ФНЧ – фильтр низкой частоты;
УЭ – управляющий элемент;
+ – сумматор.

Основное назначение – отслеживание фазы $u_C(t)$.

$u_{ФД}(t)$ зависит от разности фаз входной смеси и $u_Г(t)$синхронизуемого генератора ПГ.

ФНЧ отфильтровывает шум и подает воздействие на УЭ, который изменяет частоту ПГ приводя ее в соответствие с частотой ГС.

В отсутствие шумов частота ГС и частота ПГ равны а

$$\varphi_{ГС} - \varphi_{ПГ} = const .$$

При этом обеспечивается синхронная работа этих генераторов, а следовательно слежение за фазой $u_C(t)$.

Основное различие систем ЧАПЧ и ФАПЧ в том, что в первой слежение за частотой осуществляется путем формирования сигнала частотной ошибки, а в ФАПЧ – фазовой ошибки, т.е. в системе ФАПЧ отсутствует частотная расстройка.

Режимы работы системы ФАПЧ

В зависимости от разности средних частот ГС (ω_{C0}) и ПГ ($\omega_{Г0}$) система ФАПЧ может находиться в различных режимах

Режим синхронизма

$$\omega_0 = \omega_{Г0} .$$

Режим удержания

При медленном изменении ω_0 $\omega_Г$ будет следовать за нею.

При этом система ФАПЧ полностью компенсирует изменение ω_0.

$\Delta\Omega_У = \omega_0 - \omega_{Г0}$ - полоса удержания.

$$|\Omega_У| = KK_{ФНЧ}(0)$$

K - коэффициент передачи петли обратной связи.

$K_{ФНЧ}(0)$ - коэффициент передачи ФНЧ по постоянному току.

Полоса удержания характеризует максимальный статический диапазон слежения

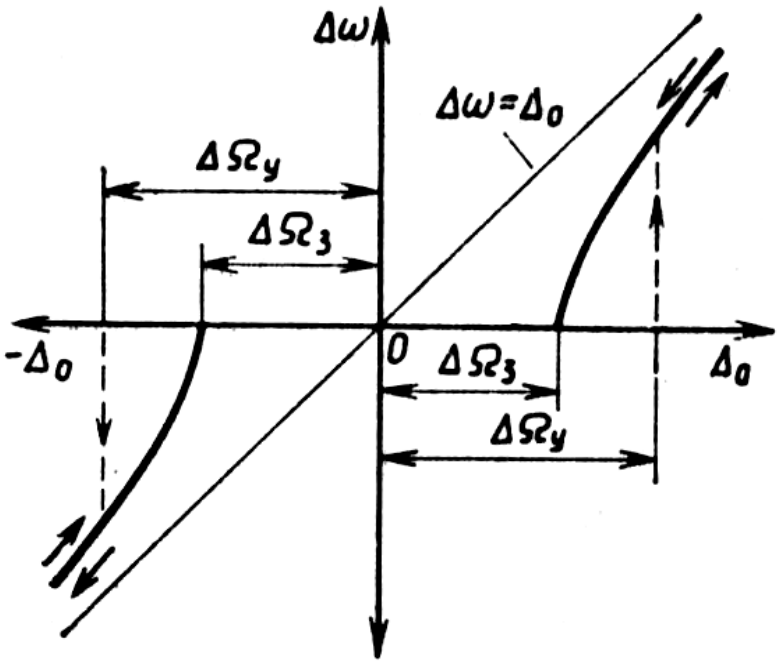


Рис. 9.26 Режимы работы системы ФАПЧ [5]:

$\Delta\Omega_З$ – полоса захвата;

$\Delta\Omega_У$ – полоса удержания;

$\Delta_0=\omega_{Г0}-\omega_0>\Delta\Omega_У$ – режим биений

<u>Режим биений</u>

Когда начальная расстройка достигает $\Delta_0 = \omega_{Г0} - \omega_0 > \Delta\Omega_У$ наступит режим биений.

При этом $\omega_0 \neq \omega_{Г0}$.

Разность фаз непрерывно возрастает, $u_{ФД}$ периодически меняется.

Длительность положительной полуволны и отрицательной полуволны напряжения биений будут различными и появится постоянная составляющая на выходе ФД, которая изменит среднюю частоту биений по отношению к начальной расстройки генераторов Δ_0.

В замкнутой системе ФАПЧ средняя частота биений меньше Δ_0.

Если же Δ_0 возрастет, то $\Delta\omega$ стремится к Δ_0.

Режим захвата

При $\Delta_0 = \Delta\Omega_У \quad \Delta\omega = 0$ и система переходит в режим захвата.

$|\Delta\Omega_З|$ - полоса захвата – максимальная начальная расстройка при которой система ФАПЧ входит в синхронизм.

Использование системы ФАПЧ в задачах радиоприема

Стабилизация промежуточной частоты

Системы ФАПЧ используются в супергетеродинных РПУ для стабилизации промежуточной частоты $\omega_{ПЧ} = |\omega_С \pm \omega_Г|$, при изменении $\omega_С$ и $\omega_Г$.

При этом реализуется более узкая полоса пропускания линейной части приемника.

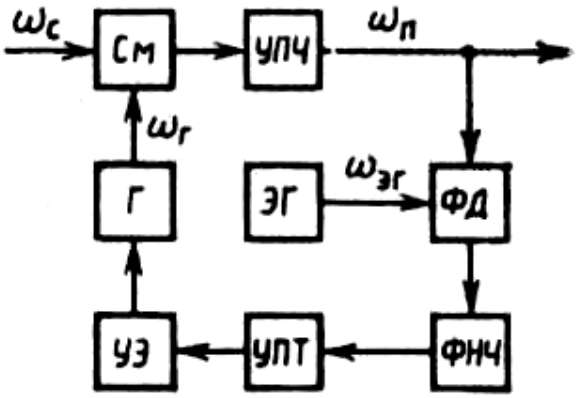


Рис. 9.27 Схема использования системы ФАПЧ для стабилизации промежуточной частоты [5]:
ЭГ – эталонный гетеродин;
УПТ – усилитель постоянного тока;
УЭ – управляющий элемент.

$$\omega_{ЭГ} = \omega_{НОМ_ПЧ}.$$

УЭ должен быть линейным и иметь необходимую крутизну

$$S_{УЭ} = \frac{\Delta\omega_Г}{\Delta\omega_{ФД}}.$$

К гетеродинам предъявляются требования строгой линейности зависимости отклонения частоты от управляющего напряжения в заданной полосе частот.

Стабилизация частоты гетеродина

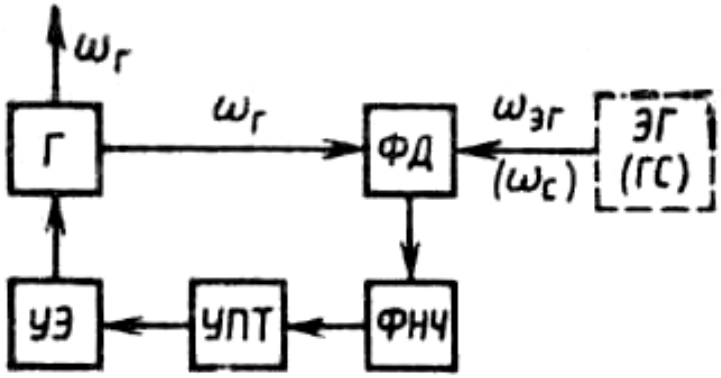


Рис. 9.28 Схема использования системы ФАПЧ для стабилизации частоты гетеродина [5]

Нестабильность частоты сигнала не компенсируется.

Следящий фильтр

Следящий фильтр получается если вместо $\omega_{ЭГ}$ подать ω_C.

ФД будет вырабатывать управляющее напряжение под воздействием которого изменится частота гетеродина и будет осуществляться слежение за этой частотой.

Если Δ_0 входного сигнала много больше $\Delta\Omega_З$ системы ФАПЧ, то для построения следящего фильтра используется комбинация двух систем ЧАПЧ и ФАПЧ в параллель.

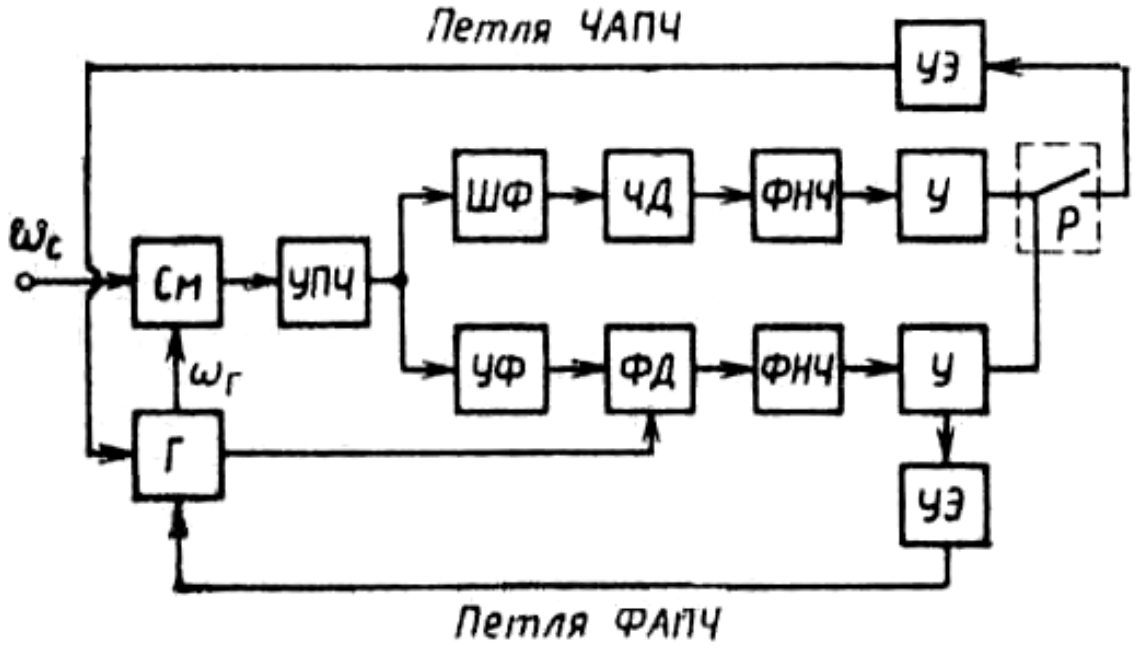


Рис. 9.29 Следящий фильтр с комбинацией параллельного соединения систем ЧАПЧ и ФАПЧ [5]:

ШФ – широкополосный фильтр;
УФ – узкополосный фильтр;
У – усилитель.

Максимальная ошибка слежения системы ЧАПЧ должна находиться в пределах $\Delta\Omega_y$ системы ФАПЧ.

Как только $\omega_Г$ подстроится настолько близко к $\omega_С$, что сигнал ошибки попадет в полосу захвата ФАПЧ, последняя начнет функционировать.

Гетеродин, при работе ФАПЧ точно будет следовать за частотой сигнала.

ФАПЧ имеет узкую шумовую шумовую полосу (десятки – единицы герц), следовательно можно достичь высокого отношения $\frac{С}{Ш}$, но необходимо чтобы в момент включения системы ФАПЧ система ЧАПЧ отключилась и вновь включилась при поиске сигнала или потере его системой ФАПЧ.

Следящие фильтры широко используются в:

- Системах измерения доплеровской частоты принятого сигнала;
- В устройствах формирования когерентных по частоте сигналов в оптимальных РПУ;
- В когерентных радиолиниях связи для получения опорного сигнала.

Панорамные приемники и устройства поиска частоты

Системы ФАПЧ широко используются в панорамных приемниках, обнаруживающих и оценивающих частоту принятого сигнала в широком диапазоне частот.

ФАПЧ может применяться в устройствах автоматического поиска частоты.

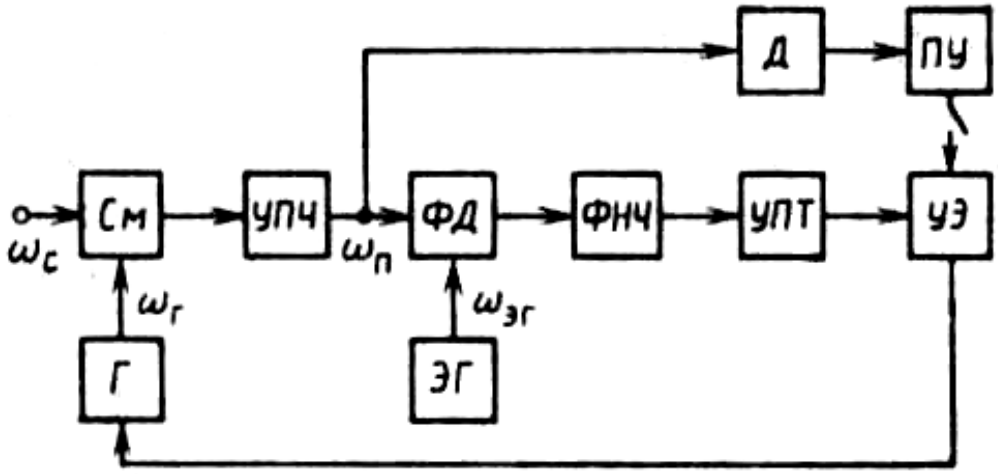


Рис. 9.30 Использование системы ФАПЧ в панорамном РПУ для автоматического поиска частоты [5]:

Д – детектор;
Г – гетеродин;
ПУ – поисковое устройство (генератор гармонических или пилообразных колебаний);
СМ – смеситель;
ФД – фазовый детектор;
УЭ – управляющий элемент.

Напряжение с ПУ подается на УЭ, изменяется частота Г.
На выходе УПЧ выделяется промежуточная частота $\omega_П$, которая подается на ФД.

Когда $\omega_П$ близка к $\omega_{ЭГ}$ происходит захват и система ФАПЧ будет следить за ω_C и наступит режим следящего фильтра, при котором информация о ω_C снимается с гетеродина.

Во время поиска система ФАПЧ разомкнута и управляет поиском сигналов с выхода детектора Д.
В режиме слежения система поиска отключается.

Заключение

Вышеприведенный конспект лекций в виде электронного документа представлен в редакции составителя. Составитель будет признателен читателям за указания на неточности, опечатки и неясности, которые будут учтены в последующих версиях. Данный электронный документ предназначен для распространения во внутренних сетях НовГУ.

Литература

1. Арсланов М.З. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для вузов / М.З.Арсланов, В.Ф.Рябков. – М.: Сов. радио, 1972. – 392 с.

2. Палшков В.В. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие – М.: Радио и связь, 1984. – 392 с.

3. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Н.В.Боброва. – М.: Сов. радио, 1971. – 495 с.

4. Заварин Г.Д. Радиоприемные устройства: Учеб. для вузов / Г.Д.Заварин, В.А.Мартынов, Б.Ф.Федорцов; Под ред. Г.Д.Заварина. – М.: Воениздат, 1973. – 423 с.

5. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для вузов / Под ред. А.П.Жуковского. – М.: Высш. шк., 1989. – 342 с.

6. Дитрих К.Ф. Радиоприемные устройства: Учеб. для средних спец. учеб. заведений ММФ. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.; Л.: Транспорт, 1964. – 442 с.

7. Радиоприемные устройства: Учеб. для вузов / Под общ. ред. В.И.Сифорова. – М.: Сов. радио, 1974. – 560 с.

8. Буланов Ю.А. Усилители и радиоприемные устройства: Учеб. для техникумов / Ю.А.Буланов, С.Н.Усов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1980. – 415 с.

9. Буланов Ю.А. Усилители и радиоприемные устройства: Учеб. для техникумов/ Ю.А.Буланов, С.Н.Усов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1971. – 540 с.

10. Радиоприемные устройства: Учеб. для институтов связи / Под ред. А.Г.Зюко. – М.:Связь, 1975. – 400 с.

11а. Гуткин Л.С. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для вузов: Ч.1 / Л.С.Гуткин, В.Л.Лебедев, В.И.Сифоров; Под ред. В.И.Сифорова. – М.: Сов. радио, 1961. – 704 с.

11б. Гуткин Л.С. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для вузов: Ч.2 / Л.С.Гуткин, В.Л.Лебедев, В.И.Сифоров; Под ред. В.И.Сифорова. – М.: Сов. радио, 1963. – 400 с.

12. Куликовский А.А. Линейные каскады радиоприемников. – М.: Госэнергоиздат, 1958.

13. Супрун Б.К. Радиопередающие и радиоприемные устройства: Учеб. пособие / Б.К.Супрун, В.Ф.Шерепа. – М.: Изд.-во комитета стандартов, 1968. – 307 с.

14. Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства: Учеб. для вузов / Н.И.Чистяков, В.М.Сидоров; Под ред. Н.И.Чистякова. – М.:Связь, 1974. – 408 с.

15. Екимов В.Д. Радиоприемные устройства: Учеб. для техникумов / В.Д.Екимов, К.М.Павлов; Под ред. И.А.Доррера. – М.:Связь, 1975. – 480с.

16. Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учеб. для средних спец. учеб. заведений. – М.: Высш. шк., 1987. – 440 с.

17. Петров Л.Н. Транзисторные радиоприемники: Справ. пособие / Под ред. А.Ф.Бельского. – Л.: Лениздат, 1967. – 215 с.

18. Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства / Н.И.Чистяков, В.М.Сидоров, В.С.Мельников; Под общ. ред. Н.И.Чистякова. – М.: Связьиздат, 1958. – 896с.

19. Сифоров В.И. Радиоприемные устройства. 5-е изд., перераб. – М.: Воениздат, 1954. – 804 с.

20. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов приема при флуктуационных помехах. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1961. – 488с.

21. Соболевский А.Г. Вы хотите сконструировать приемник. – М.: Связь, 1971. – 216 с.

22. Радиоприемные устройства: Учеб. для вузов / Под ред. Н.Н.Фомина. – М.: Радио и связь, 1996. – 511 с.

23. Чистяков Н.И. Радиоприемные устройства. – М.: Сов. радио, 1978. – 151 с. – (Б-ка радиоинженера: Современная радиоэлектроника: Вып.15)

24. Богданович Б.М. Радиоприемные устройства: Учеб. пособие для вузов / Б.М.Богданович, Н.И.Окулич; Под общ. ред. Б.М.Богдановича. –Минск: Вышэйш. шк., 1991. – 428 с.

25. Радиоприемные устройства / Под ред. Л.Г.Барулина. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с. – (Проектирование радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах).

26. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. – 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Сов. радио, 1972. – 448 с.

27. Проектирование радиоприемных устройств: Учеб. пособие для вузов / Под общ. ред. А.П.Сиверса. – М.: Сов. радио, 1976. – 487 с.

28. Бобров Н.В. Расчет радиоприемников. – М.: Радио и связь, 1981. – 240 с.– (Массовая радиобиблиотека: Вып. 1027).

29. Екимов В.Д. Проектирование радиоприемных устройств: Учеб. пособие для техникумов / В.Д.Екимов, К.М.Павлов. – 2-е изд. – М.: Связь, 1970. – 503с.

30. Горшелев В.Д. Основы проектирования радиоприемников / В.Д.Горшелев, З.Г.Красноцветова, Б.Ф.Федорцов. – Л.: Энергия, 1977. – 384 с.

31. Шапиро Д.Н. Расчет каскадов транзисторных радиоприемников. – Л.: Энергия, 1968. – 351с.

32. Поляков В.Т. Радиолюбителям о технике прямого преобразования. М.: Патриот, 1990. – 264с.

33. Основы проектирования радиоприемников / В.Д.Горшелев, З.Г.Красноцветова, А.А.Савельев, Г.Н.Тетерин. – Л.: Энергия, 1967. – 452 с.

34. Радиоприемные схемы на полупроводниковых приборах: Проектирование и расчет / Под ред. Р.А.Валитова, А.А.Куликовского. – М.: Сов. радио, 1968. – 384 с.

35. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах: Теория и расчет. – М.: Связь, 1966. – 512 с.

36. Трохименко Я.К. Радиоприемные устройства на транзисторах. – 5-е изд., испр. и доп. – Киев: Техника, 1972. – 352 с.

37. Калихман С.Г. Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах / С.Г.Калихман, Я.М.Левин. – М.: Связь, 1969. – 479с.

38. Екимов В.Д. Расчет и конструирование транзисторных радиоприемников. – М.: Связь, 1972. – 216с. – (Б-ка "Телевизионный и радиоприем. Звукотехника": Вып. 68).

39. Павлов Б.А. Синхронный прием. – М.: Энергия, 1977. – 80с. – (Массовая радиобиблиотека: Вып. 933).

40. Кривицкий Б.Х. Автоматическое слежение за частотой. – М.: Энергия, 1974. – 136с. – (Массовая радиобиблиотека: Вып.860).

41. Музыка З.Н. Расчет высокочастотных каскадов радиоприемных устройств на транзисторах / З.Н.Музыка, В.Е.Пустоваров, Б.Г.Синицкий. – М.: Энергия, 1975. – 160 с.

42. Бадалов А.Л. Нормы на параметры электромагнитной совместимости РЭС: Справ. / А.Л.Бадалов, А.С.Михайлов. – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с.

43. Энергетические характеристики космических радиолиний / Под ред. О.А.Зенкевича. – М.: Сов. радио, 1972. – 436с.

44. Защита от радиопомех / Под ред. М.В.Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496с.

45. Суходоев И.В. Шумы электрических цепей: Теория. – М.: Связь, 1975. – 349 с.

46. Ван- дер-Зил А. Флуктуации в радиотехнике и физике/ Пер. с англ. под ред. Гуткина Л.С. – М.; Л.: Гос. энергетическое изд-во, 1958. – 296 с.

47. Ван дер Зил А. Шум: Источники, описание, измерение/ Пер. с англ. под ред. А.К.Нарышкина. – М.: Сов. радио, 1973. – 229 с.

48. Лютов С.А. Индустриальные помехи радиоприему и борьба с ними. – 2-е изд., перераб. – М.; Л.: Гос. энергетическое изд-во, 1951. – 240с.

49. Жалуд В. Шумы в полупроводниковых устройствах / В.Жалуд, В.Н.Кулешов; Под общ. ред. А.К.Нарышкина – М.: Сов. радио, 1977. – 416 с.

50. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Вып. 1: Общие вопросы ЭМС. Межсистемные помехи / Сост. Д.Р.Ж.Уайт; Сокр. пер. с англ. под ред. А.И.Сапгира. – М.: Сов. радио, 1977. – 350 с.

51. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Вып. 2:Внутрисистемные помехи и методы их уменьшения / Сост. Д.Р.Ж.Уайт; Сокр. пер. с англ. под ред. А.И.Сапгира. – М.: Сов. радио, 1978. – 272 с.

52. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. – Вып. 3: Измерение электромагнитных помех и измерительная аппаратура / Сост. Д.Уайт; Сокр. пер. с англ. под ред. А.Д.Князева. – М.: Сов. радио, 1979. – 464 с.

53. Бунимович В.И. Флуктуационные процессы в радиоприемных устройствах. – М.: Сов. радио, 1951. – 360с.

54. Фалькович С.Е. Чувствительность радиоприемных устройств на транзисторах / С.Е.Фалькович, З.Н.Музыка. – М.: Энергия, 1970.

55. Музыка З.Н. Чувствительность радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах. – М.: Радио и связь, 1981. – 166 с. – (Б-ка по радиоэлектронике).

56. Суходоев И.В. Шумовые параметры транзисторов. – М.: Связь, 1967. – 64 с. – (Новое в технике связи).

57. Белоусов А.П. Коэффициент шума / А.П.Белоусов, Ю.А.Каменецкий. – М.: Радио и связь, 1981. – 112 с.

58. Сборник задач и упражнений по курсу "Радиоприемные устройства": Учеб. пособие для вузов / Под общ. ред. В.И.Сифорова. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.

59. Редзько К.В. Сборник задач и упражнений по радиоприемным устройствам: Учеб. пособие для техникумов / К.В.Редзько, А.Л.Досычев. – М.: Высш. шк., 1981. – 296 с.

60. Справочник радиолюбителя-конструктора. – 3-е изд. – М.: Радио и связь, 1979. – 559 с. – (Массовая радиобиблиотека).

61. Светлаков Л.И. Справочник по малогабаритным радиоприемникам. – М.: ДОСААФ, 1966. – 95 с.

62. Атаев Д.И. Аналоговые интегральные микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справ. / Атаев Д.И., Болотников В.А. – М.: Изд. МЭИ, 1991. – 240 с.

63. Булычев А.Л. Аналоговые интегральные схемы: Справ. / А.Л.Булычев, В.И.Галкин, В.А.Прохоренко. – 2-е изд., перераб. и доп. – Минск: Беларусь, 1994. – 382 с.

64. Рехвиашвили Ю.Г. Радиоприемники, радиолы, магнитофоны, электрофоны: Альбом схем / Ю.Г.Рехвиашвили, А.А.Бачинский. – 2-е изд. , доп. – М.: Связь, 1969. – 592 с.

Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов : Учеб. пособие для вузов. - М. : Академия, 2004. - 527,с. : ил. - (Высшее профессиональное образование.Радиоэлектроника). (Ф1-5)

65. Томаси Уэйн. Электронные системы связи / Пер.с англ.Н.Л.Бирюкова. - М. : Техносфера, 2007. - 1358с. : ил.

66. Радиотехнические устройства и элементы радиосистем : Учеб. пособие для студентов вузов. - 2-е изд.,стер. - М. : Высшая школа, 2005. - 293с. : ил.

67. Радиотехника: Энциклопедия / В.Т. Белинский, Г.И. Васюк, Вал. С. Вунтесмери и др.; Под ред.: Ю.Л.Мазора и др. ─ 2-е изд., стер. ─ М.:Додэка-XXI, 2009. ─ 943 с.

68.Козлова И.С. Справочник по радиотехнике / И.С. Козлова, Ю.В. Щербакова. ─ Ростов н/Д: Феникс, 2008. ─ 314 с.

69. Цифровые радиоприемные системы: Справочник / под ред. М.И. Жодзишского.- М.: Радио и связь, 1990.

70. Колосовский Е.А. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 456с.: ил.

71. Онищук А.Г. Радиоприемные устройства: Учебное пособие / А.Г.Онищук, А.М.Амелин. – 2-е изд., испр. – Минск: Новое знание, 2007. – 240с.: ил.- (Техническое образование).

72. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: сборник задач и упражнений: учебное пособие для вузов / К.Е. Румянцев. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 368 с.